MANUALE DI OPTOELETTRONICA

W.H. Sahm

EDIZIONE ITALIANA

GRUPPO EDITORIALE JACKSON

MANUALE DI OPTOELETTRONICA

W.H. Sahm

GRUPPO
EDITORIALE
JACKSON
Via Rosellini, 12
20124 Milano

© Copyright per l'edizione originale General Electric Company 1979
© Copyright per l'edizione italiana Gruppo Editoriale Jackson 1984

Il Gruppo Editoriale Jackson ringrazia per il prezioso lavoro svolto nella stesura dell'edizione italiana la signora Francesca Di Fiore, e l'Ing. Roberto Pancaldi.

Tutti i diritti sono riservati. Stampato in Italia. Nessuna parte di questo libro può essere riprodotta, memorizzata in sistemi di archivio, o trasmessa in qualsiasi forma o mezzo, elettronico, meccanico, fotocopia, registrazione o altri senza la preventiva autorizzazione scritta dell'editore.

Stampato in Italia da:
S.p.A. Alberto Matarelli — Milano — Stabilimento Grafico

Fotocomposizione:
CorpoNove s.n.c. — Bergamo — via Borfuro 14/c — Tel. 22.33.65

INTRODUZIONE

Grazie alle tecnologie di produzione in massa dei semiconduttori, l'optoelettronica sta prendendo sempre più piede nei progetti dei circuiti di controllo elettronico. I componenti optoelettronici rilevano la presenza e l'intensità della luce, la posizione degli oggetti che interrompono o riflettono un raggio di luce e trasmettono segnali elettronici senza che vi sia continuità elettrica. Tutto questo, insieme al basso costo, all'elevata velocità, ed alla grande affidabilità degli altri componenti a semiconduttore prodotti in grande serie, permette una grande varietà di funzioni di notevole utilità pratica: esse vanno dal controllo automatico dell'illuminazione per le macchine copiatrici, oppure dal rilevamento dell'esatto istante di accensione delle candele dell'auto, alla possibilità di controllo di macchine operatrici ad alta potenza da parte di delicati circuiti di calcolatore, permettendo il passaggio dei segnali logici ai circuiti a tensione di rete, ed evitando che la logica venga influenzata dalle alte tensioni o dai disturbi.

La General Electric, che è ed è sempre stata un'azienda leader sia nell'optoelettronica, che nella tecnologia dei semiconduttori, ha dato un grande contributo alla prima a cominciare dall'invenzione del diodo emettitore di luce (LED), proseguendo con il primo SCR ad innesco ottico che abbia avuto un successo commerciale, fino ad arrivare alla vasta scelta odierna di componenti circuitali optoelettronici. Questo manuale é stato compilato per fornire al progettista di circuiti le opportune conoscenze riguardanti il funzionamento, i sistemi di interfaccia ed i particolari applicativi di questi componenti, in modo che egli possa progettare con successo schemi pratici, economici ed affidabili. Il manuale contiene anche i fogli-dati, le guide di scelta e tabelle comparate; tutto questo è necessario per poter scegliere il miglior componente per un determinato scopo.

Questo manuale è suddiviso in capitoli che contengono informazioni pratiche, dati tecnici e tabelle comparate di scelta. Nella parte applicativa, si inizia con i dispositivi fondamentali ed il loro funzionamento, passando con gradualità al progetto dei circuiti e dei sistemi che sono posti tra i componenti. Si parla quindi dell'affidabilità e della durata, per finire con i progetti circuitali raggruppati per funzione. Oltre all'indice ed all'ordinamento logico del materiale, esiste un indice completo delle informazioni applicative ed un glossario dei termini specializzati, tutto allo scopo di permettere un "ritrovamento istantaneo" di qualsiasi informazione occorrente. Poichè nello spazio a disposizione non ci potrà essere una risposta a tutti i quesiti, esiste anche una bibliografia che contiene altro materiale di consultazione.

SOMMARIO

CAPITOLO 1. LA TEORIA OPTOELETTRONICA

A. Dispositivi 1
1. Sorgenti luminose 1
2. Rilevatori di luce 3
B. Componenti 10
1. Rivelatori ed emettitori 10
2. Moduli per interruzione e riflessione 12
3. Optoaccoppiatori 14

CAPITOLO 2. CONSIDERAZIONI SUL PROGETTO DEI SISTEMI

A. Sistemi di emissione e di rivelazione 17
1. Densità di flusso luminoso e rendimento 17
2. Lenti 25
3. Illuminazione ambientale 28
4. Sistemi ad impulsi 29
B. Sistemi optoaccoppiatori 30
1. Isolamento 30
2. Caratteristiche di ingresso, uscita e trasferimento 36

CAPITOLO 3. AFFIDABILITÀ DEI COMPONENTI OPTOELETTRONICI

A. Sommario dei risultati delle prove 55
B. Predizione di affidabilità per gli IRED 59

CAPITOLO 4. MISURE DEI PARAMETRI DEI DISPOSITIVI OPTOELETTRONICI

A. Parametri degli IRED 69
B. Parametri dei fotorivelatori 70
C. Misure sugli optoaccoppiatori 71

CAPITOLO 5. CIRCUITI OPTOELETTRONICI

A. Circuiti di rilevazione della luce 77
B. L'individuazione degli oggetti con la luce 85
C. La trasmissione di informazioni con la luce 93
1. Informazioni analogiche 93
2. Informazioni digitali 100
3. Circuiti per telecomunicazioni 104

D. Circuiti di comando di potenza 109
Relè allo stato solido in alternata 109
Relè allo stato solido in continua 127

CAPITOLO 6. GLOSSARIO DEI SIMBOLI E DEI TERMINI 133

CAPITOLO 7. APPENDICI 147

CAPITOLO 1

LA TEORIA OPTOELETTRONICA

A. DISPOSITIVI OPTOELETTRONICI

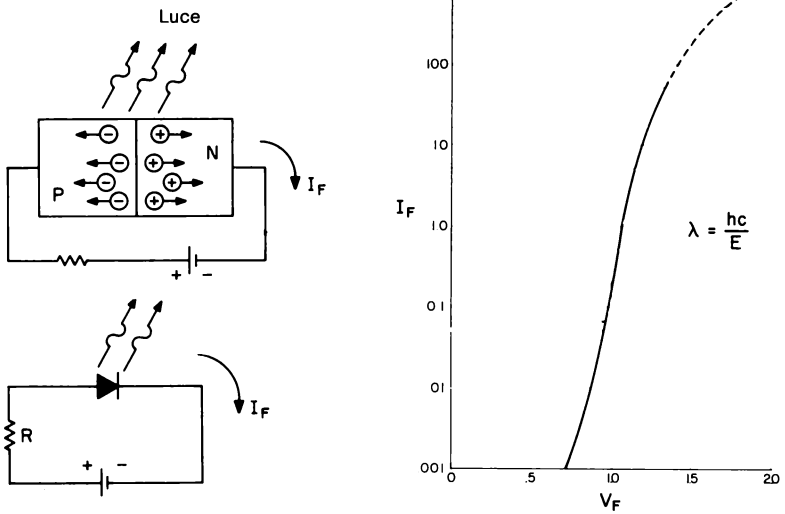
Nel progetto e nell'ottimizzazione dei circuiti che usano dispositivi optoelettronici è opportuna una conoscenza di base di questi componenti. Seguirà una breve descrizione dei dispositivi stessi contenente le caratteristiche interessanti le applicazioni optoelettroniche.

1. Sorgenti luminose

Occorre prendere in considerazione varie sorgenti luminose di tipo diverso, come i diodi ad emissione di luce, le lampade a filamento di tungsteno (a vuoto od a riempimento gassoso), le lampade al Neon, le lampade fluorescenti ed i tubi allo Xeno. Poichè tutte queste sorgenti luminose, fatta eccezione per i LED, sono progettate per funzionare principalmente entro lo spettro della luce visibile, le informazioni tecniche che le riguardano, si riferiscono quasi sempre alla parte visibile dello spettro elettromagnetico. Le informazioni vengono date in termini fotometrici, piuttosto che radiometrici. Molti testi in bibliografia contengono eccellenti discussioni riguardanti la terminologia e le definizioni usate nelle misure della "luce". In un successivo paragrafo di queste note si parlerà brevemente degli aspetti quantitativi della luce nell'optoelettronica. Dato che le caratteristiche ed il funzionamento delle sorgenti luminose convenzionali (lampade, tubi lampeggiatori, luce solare) sono ben noti, la sola sorgente luminosa che tratteremo nei particolari, sarà il diodo emettitore di luce (LED). La luminescenza (od elettroluminescenza) di giunzione avviene in conseguenza dell'applicazione di una tensione continua di basso livello ad un cristallo convenientemente drogato, che contenga una giunzione p-n. Questa è la base del diodo emettitore di luce (Light Emitting Diode = LED), che è un diodo a giunzione pn che emette luce quando venga polarizzato nel senso della conduzione. La luce emessa potrà essere invisibile (più precisamente infrarossa), oppure contenuta nello spettro visibile. Le sorgenti luminose a semiconduttore possono essere prodotte in un vasto assortimento di lunghezze d'onda, che si estendono dalla regione dell'ultravioletto vicino a quella dell'infrarosso lontano, per quanto, al momento, la produzione di componenti per uso pratico sia limitata a lunghezze d'onda maggiori di circa 500 nm. I LED per applicazioni elettroniche, a motivo della risposta spettrale del silicio e per considerazioni di rendimento, sono di norma ad emissione di luce infraros-

sa (IRED). L'IRED è appunto un LED che emette luce infrarossa nella regione vicina dello spettro. La corrente di polarizzazione diretta che passa per la giunzione p-n provoca un'iniezione di lacune entro il materiale di tipo N ed un'iniezione di elettroni nel materiale di tipo P, ovvero un'iniezione di portatori minoritari. Quando questi portatori di carica minoritaria si ricombinano tra loro, viene emessa un'energia proporzionale all'energia di intervallo di banda del materiale semiconduttore. Parte di questa energia viene emessa in forma di luce, ed il resto come calore. Il rapporto tra le due quote dipende dalla miscela dei processi di ricombinazione che avvengono. Poichè l'energia contenuta in un fotone di luce è proporzionale alla sua frequenza, e quindi al colore, tanto maggiore sarà l'energia dell'intervallo di banda del materiale componente il semiconduttore, tanto maggiore sarà la frequenza della luce emessa. IL GE IRED è formato da silicio, drogato in modo da avere un intervallo di banda relativamente piccolo, con una deposizione di arseniuro di gallio ottenuto per crescita epitassiale in fase liquida; in questo modo si ottengono un rendimento ed un'affidabilità superiori nella produzione di luce infrarossa (940 nm).

Le caratteristiche elettriche degli IRED sono simili a quelle degli altri diodi a giunzione p-n, ma con una caduta di tensione diretta leggermente maggiore a quella del diodo al silicio, che si deve attribuire alla maggiore energia di intervallo di banda. Si assiste inoltre ad una tensione di rottura inversa piuttosto bassa, causata dagli elevati livelli di drogaggio connessi ad un elevato rendimento luminoso.



$\lambda = \frac{1.237}{E\omega} = \frac{1.237}{1.316} = .940$ Micron

λ = Lunghezza d'onda della radiazione

h = Costante di Planck (eV-s)
c = Velocità della luce (μm/s)
$E\omega$ = Energia dell'intervallo di banda in elettroni-volt

Figura 1.1 — La giunzione P-N di un diodo emettitore di luce polarizzata in conduzione.

2. Dispositivi rilevatori di luce

Il possesso di una sorgente luminosa attivata dall'elettricità rappresenta solo la metà di un sistema optoelettronico. I rilevatori di luce, che convertono il segnale luminoso in segnali elettrici, e che sono del pari prodotti in grande serie con la tecnologia dei semiconduttori al silicio, forniscono l'altra metà del quadro che rappresenta la moderna optoelettronica a semiconduttori.

a. Il fotodiodo

Alla base della comprensione dei dispositivi fotosensibili al silicio c'è la giunzione p-n polarizzata inversamente, ossia il fotodiodo. Quando una luce di appropriata lunghezza d'onda viene fatta cadere sulla giunzione, si creano coppie lacuna-elettrone che migrano attraverso la giunzione stessa per effetto del campo elettrico presente tra gli estremi della regione di svuotamento. Il risultato è un passaggio di corrente nel circuito esterno, e questa corrente è proporzionale al flusso luminoso efficace che perviene al dispositivo. Quest'ultimo si comporta praticamente come un generatore di corrente costante fino alla tensione di conduzione a valanga, come si può vedere nel grafico della figura seguente. Il fotodiodo ha un basso coefficiente di temperatura ed i tempi di risposta sono inferiori al microsecondo. La risposta spettrale e la velocità si possono predisporre variando la geometria ed il drogaggio della giunzione.

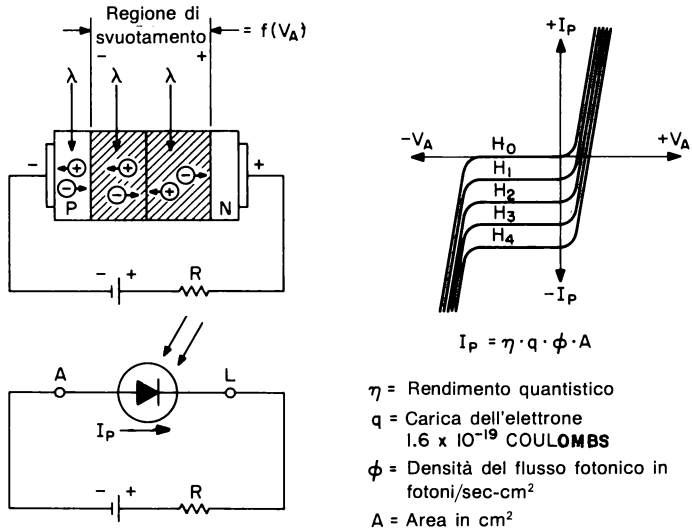


Figura 1.2 — Fotodiodo con giunzione P-N sensibile alla luce polarizzata inversamente.

Tutti i normali rilevatori di luce al silicio sono formati da un fotodiodo a giunzione e da un amplificatore e si formano durante il medesimo processo di drogaggio. Nella maggior parte dei dispositivi commerciali la corrente del fotodiodo va da meno di un microampere e qualche decina di microampere; l'aggiunta di un amplificatore sul chip può essere ottenuta a minimo prezzo. La risposta complessiva del dispositivo alla polarizzazione, alla temperatura ed alle forme d'onda impulsive, diventa una combinazione delle risposte del fotodiodo e dell'amplificatore.

Il coefficiente di assorbimento della luce nel silicio diminuisce con l'aumento della lunghezza d'onda della radiazione. Quindi, quando la lunghezza d'onda diminuisce, si creano in vicinanza della superficie del silicio coppie lacuna-elettrone in maggior percentuale. Il risultato è che il fotodiodo dimostra un punto di picco della risposta in corrispondenza di una certa lunghezza d'onda. A questa lunghezza d'onda la produzione di coppie lacuna-elettrone raggiunge il massimo, nelle vicinanze della giunzione collettore-base. La curva di risposta spettrale del fototransistor L14G presenta un massimo a circa 850 nm. Per le lunghezze d'onda maggiori di questa, si crea un maggior numero di coppie lacuna-elettrone nelle profondità del transistor, fuori del fotodiodo (collettore-base). Per lunghezze d'onda inferiori, la maggior parte della radiazione incidente viene assorbita in prossimità della superficie e non penetra fino alla giunzione. Ne consegue che le caratteristiche di risposta spettrale del fotodiodo sono principalmente una funzione della profondità della giunzione.

b. Fototransistor

Il transistor sensibile alla luce forma una delle più semplici associazioni tra fotodiodo ed amplificatore. Dirigendo un raggio luminoso verso la giunzione p-n polarizzata inversamente (collettore-base), viene generata una corrente di base, e questa viene amplificata dal guadagno in corrente del transistor. Se il filo di base viene portato all'esterno, sarà possibile una polarizzazione esterna della base, e così la formula per ottenere la corrente di emettitore sarà la seguente:

$$I_E = (I_P \pm I_B)\,(h_{FE} + 1)$$

dove:

I_P = corrente di base generata dai fotoni
I_E = corrente di emettitore
I_B = corrente di base
h_{FE} = guadagno in corrente continua del transistor.

In questo modo si dimostra che la sensibilità di questo transistor può essere influenzata da livelli variabili di polarizzazione di base. La formula indica pure che la risposta del fototransistor varierà con il variare di h_{FE} a causa della corrente, della tensione di polarizzazione e della temperatura. La velocità della risposta è influenzata da un fattore più importante della velocità del transistor. Per effetto della capacità del fotodiodo, della bassa corrente di base e del contatto di base che di solito non è collegato e che provoca quindi un'alta impedenza d'ingresso, ed infine del guadagno di tensione dell'amplificatore, si è scoperto che il tempo di commutazione dell'insie-

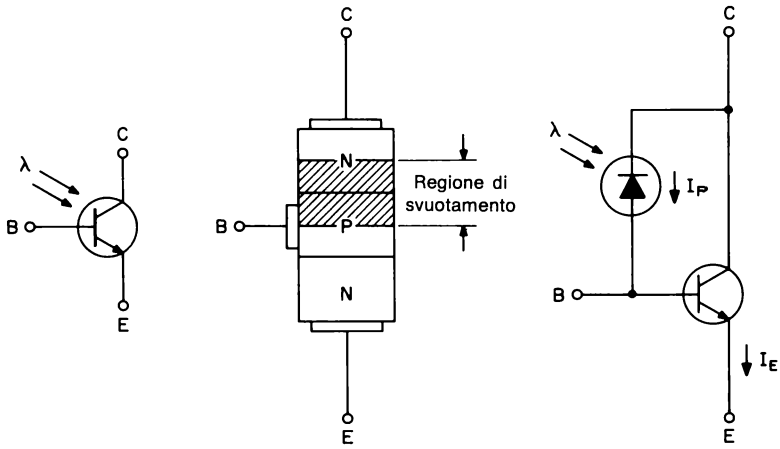


Figura 1.3 — Corrente generata dalla luce in un fototransistor.

me è di solito regolato dalla costante di tempo R-C del circuito di base, ossia dalla costante di tempo d'ingresso dell'amplificatore. Questo porta ad una generalizzazione nei riguardi dei fototransistori: "tanto maggiore è il guadagno, tanto più lenta è la risposta". Si noti che questa generalizzazione non riguarda la totalità dei casi, ed una di queste eccezioni si ha quando la tensione ai capi del fototransistor è costante (ossia A = 0).

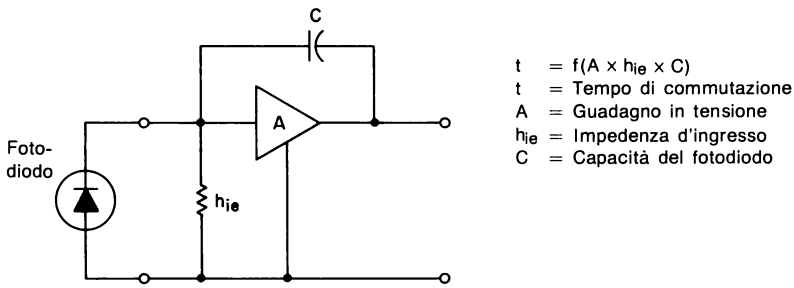


Figura 1.4 — Velocità di commutazione di un fototransistor.

L'elevato h_{FE} e la grande superficie della giunzione collettore-base richiesta per avere un'alta sensibilità del transistor, possono anche provocare elevati livelli di cor-

rente in assenza di luce, quando la giunzione venga polarizzata inversamente. La corrente in assenza di illuminazione del fototransistor è data dalla seguente formula:

$$I_{CEO\,(BUIO)} = h_{FE} I_{CBO}$$

dove I_{CBO} è la corrente di dispersione della giunzione collettore-base. Un'attenta fabbricazione del chip del transistor sarà necessaria per ridurre al minimo la corrente al buio del fototransistor e per tenere alta la sua sensibilità alla luce. Normalmente la corrente in assenza di luce con una polarizzazione inversa di 10 V, è dell'ordine di 10 nA a temperatura ambiente, e raddoppia per ogni aumento di 10°C della temperatura.

Si possono minimizzare gli effetti della corrente al buio, nelle applicazioni a basso livello luminoso, impedendo alla giunzione base-collettore di passare alla polarizzazione inversa, ossia mantenendo V_{CEO} ad un valore inferiore alla caduta diretta del diodo. Usando questa tecnica si possono rivelare correnti generate dalla luce dell'ordine del nanoampere.

Sulla figura 1.5 che segue c'è uno schema che illustra questo modo di funzionare:

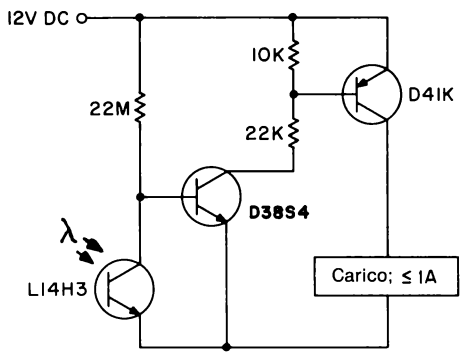


Figura 1.5 — Uso del fototransistor a livelli molto bassi di luce.

Il circuito darà corrente al carico quando l'illuminazione sull'L14H3 scenderà al di sotto di circa 0,5 foot candle (circa 5,4 lux).

c. Fotodarlington

Si tratta, in linea di principio, di un normale fototransistor al silicio, tranne per quanto riguarda il guadagno, dovuto ai due stadi collegati in cascata sull'unico chip.

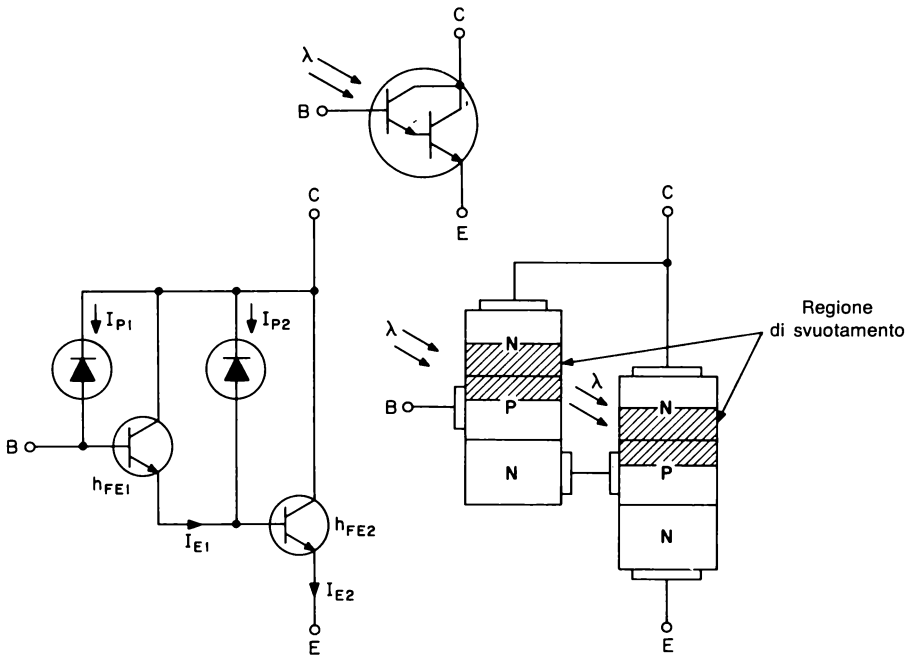


Figura 1.6 — Amplificatore a fotodarlington che mostra gli effetti della generazione di corrente da parte dei fotoni.

Avremo i seguenti parametri:

$I_{E1} = I_{P1} (h_{FE1} + 1)$
$I_{E2} = (I_{P2} + I_{E1}) (h_{FE2} + 1)$
$I_{E2} = [I_{P2} + I_{P1} (h_{FE1} + 1)] (h_{FE2} + 1)$ in quanto $I_{E1} \gg I_{P2}$
$I_{E2} \approx I_{P1} : h_{FE1} : h_{FE2}$

dove:

I_E = corrente di emettitore;
I_P = corrente prodotta dai fotoni
h_{FE} = guadagno in corrente continua dei transistori 1 e 2
I_B = corrente di base

Se consideriamo diversi livelli di polarizzazione alla base, possiamo scrivere:

$$I_{E2} = [\, I_{P2} + (I_{P1} \pm I_B\,)\ (h_{FE1} + 1)]\ (h_{FE2} + 1)$$

Poichè $h_{FE} \gg 1$ la seguente formula può essere una buona approssimazione.

$$I_{E2} \approx (I_{P1} \pm I_B)\ h_{FE1} \cdot h_{FE2}.$$

Questo mostra perchè il collegamento Darlington è così diffuso in quelle applicazioni dove la luce da rilevare è a bassa intensità: l'h_{FE} del complesso normalmente varia da 10^3a 10^5, e quindi sono assicurati alti livelli di segnale. Come si è ricordato nel paragrafo dei fototransistori, la velocità di risposta verrà diminuita, perchè l'amplificazione in tensione non potrà mai essere ridotta a zero, a causa delle impedenze parassite interne, che non possono essere eliminate dal chip. Quindi la velocità massima del Darlington sarà sempre inferiore a quella del fototransistor. Anche gli effetti della corrente al buio sono esaltati a causa del maggior guadagno del collegamento Darlington.

d. Foto-SCR (rettificatori controllati)

Il circuito, equivalente a due transistori, del diodo controllato al silicio spiega il meccanismo di commutazione di questo componente.

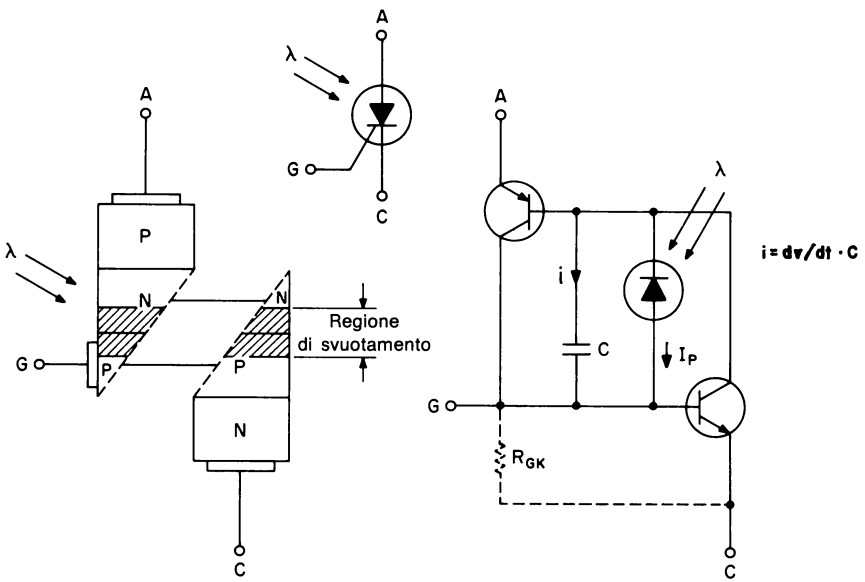


Figura 1.7 — Foto SCR e circuito equivalente a due transistori, che mostra gli effetti della generazione di corrente da parte dei fotoni e della capacità della giunzione.

La corrente generata dai fotoni nella giunzione p-n polarizzata inversamente raggiunge la regione di gate con polarizzazione diretta del transistor npn, e dà inizio alla commutazione. Una parte di questa corrente (I_P) può essere canalizzata intorno al terminale gate-catodo per diminuire la sensibilità. Di questo tiene conto l'espressione ($I_P \pm I_C$) nella formula di I_A.

$$I_A = \frac{\alpha_2 [(I_P \pm I_G) + I_{CBO(1)} + I_{CBO(2)}]}{1 - \alpha_1 - \alpha_2}$$

Se $\alpha 1 + \alpha 2 \Rightarrow \lambda$ sarà $I_A \Rightarrow \infty$ $\qquad$ $I_{CBO(1)}$ ed $I_{CBO(2)} \rightarrow$ correnti disperse

dove:

I_A = corrente anodica;
I_P = corrente fotonica;
I_G = corrente di gate;

α = guadagno in corrente;
$\alpha 1$ varia con I_A ed I_P;
$\alpha 2$ varia con I_A ed $I_P \pm I_G$.

Nella letteratura riguardante i componenti discreti il foto SCR è sovente abbreviato in LASCR (Light Activated SCR = SCR attivato dalla luce). Dato che la corrente del fotodiodo è a livello molto basso, un LASCR deve essere costruito in modo da poter essere attivato da una corrente di gate bassa. L'alta sensibilità del LASCR lo rende molto suscettibile a qualsiasi fenomeno che possa provocare una corrente interna. Di conseguenza il LASCR è molto sensibile alla temperatura, alla tensione applicata, alla rapidità di variazione di questa, ed ha un tempo di spegnimento maggiore di quello degli altri SCR.

Tutti gli altri parametri del LASCR sono analoghi a quelli dell'SCR normale, per cui esso può essere avviato con un segnale di gate positivo proveniente da un circuito convenzionale, ed è anche possibile usare tutte le tecniche di soppressione della sensibilità indesiderata. Tutti i tipi di LASCR disponibili in commercio hanno prestazioni di corrente relativamente basse (<2 A), e possono quindi essere desensibilizzati rispetto ai segnali estranei mediante piccoli componenti reattivi a basso costo.

Si osservi che la rappresentazione schematica del LASCR contiene un fototransistor pnp ad alta tensione posto tra i terminali di anodo (A) e di gate (G). A causa dei particolari fisici costruttivi, questo "transistor" ha un basso guadagno, e si comporta come un transistor simmetrico, nel quale le regioni di emettitore e di collettore sono intercambiabili. A motivo del basso guadagno, la risposta fotoelettrica, in questa configurazione, è abbastanza stabile. Questo collegamento è infatti usato nel L9UX4, un componente tarato in fabbrica usato per la misura della densità di flusso radiante.

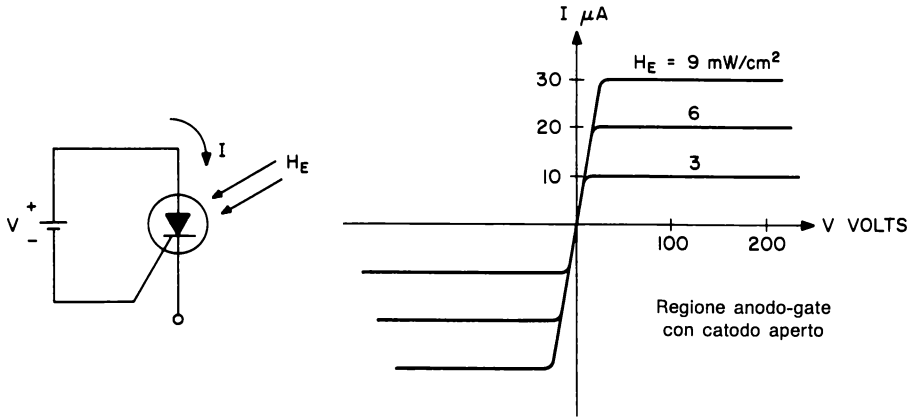


Figura 1.8 — Funzionamento tipico da fototransistor P—N—P del LASCR L9

Dati gli alti parametri di tensione della giunzione, il LASCR mostra caratteristiche spettrali e di corrente al buio molto particolari, nei confronti dei dispositivi trattati in precedenza.

B. COMPONENTI OPTOELETTRONICI

L'esame particolareggiato delle caratteristiche fondamentali e del funzionamento di un dispositivo permette di capire cosa ci si possa attendere dal semiconduttore, ma lascia da parte le caratteristiche effettive del componente, che possono subire l'influenza dei parametri del dispositivo e del contenitore.

I dispositivi optoelettronici fondamentali possono essere incapsulati per ottenere:

- Rilevatori ed emettitori discreti, che emettono o rivelano la luce.
- Moduli ad interruzione/riflessione, che rivelano gli oggetti che modificano il percorso della luce.
- Isolatori/accoppiatori, che trasmettono segnali elettrici senza che vi sia continuità elettrica.

Le descrizioni che seguono permetteranno di gettare uno sguardo entro i vari incapsulaggi e sul modo in cui essi modificano i dispositivi base descritti in precedenza.

1. Rilevatori ed emettitori optoelettronici

I componenti optoelettronici necessitano di un involucro che non solo protegga il

chip ma che possa anche permettere alla luce di raggiungerlo: per esempio un contenitore per semiconduttore provvisto di finestra. Quest'ultima può essere modificata in modo da funzionare da lente, ed aumentare la risposta lungo l'asse ottico, fornire una maggior sensibilità direzionale ed una maggiore apertura con minore risoluzione. In molti componenti del commercio, la lente fa parte integrale dell'incapsulaggio, per motivi di economia: in questo modo si compromettono un poco le precise tolleranze ottiche, ma si migliora la protezione del chip grazie alla tenuta stagna. In questi casi i componenti muniti di lente manifesteranno variazioni più ampie da un elemento all'altro, rispetto ai componenti muniti di semplice finestra, in quanto le variazioni del guadagno ottico e le variazioni della risposta del dispositivo base si moltiplicano tra loro. A causa di questi fattori, quando occorrano un elevato guadagno e sistemi ottici molto direzionali, è normale raccomandare componenti sprovvisti di lente integrale, da usare con ottiche esterne di adatte qualità.

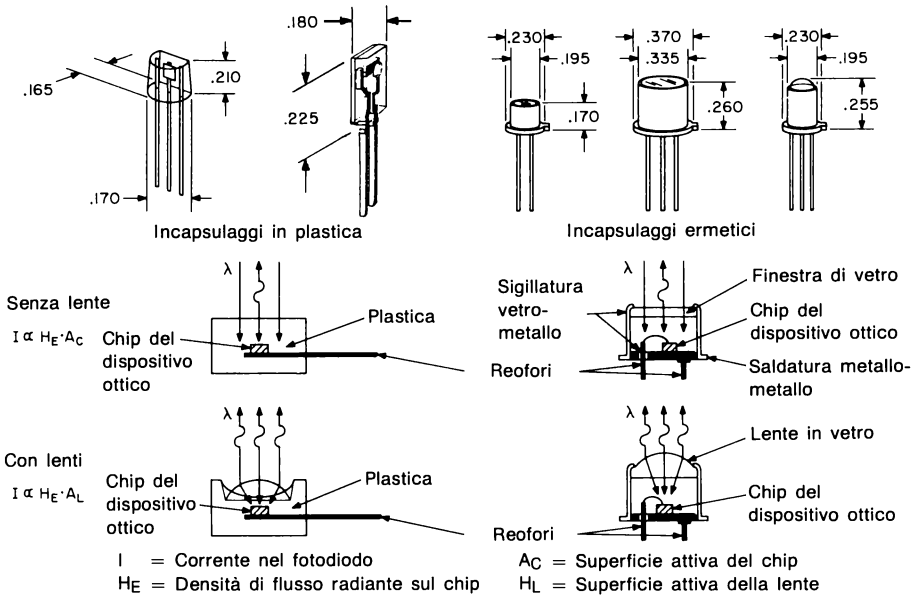


Figura 1.9 — Tipi di incapsulaggi per componenti optoelettronici discreti

L'altro maggior fattore di decisione nella scelta dei contenitori rilevatore/emettitore, riguarda l'incapsulaggio in plastica oppure quello ermetico. In entrambi i casi si potrà o meno avere la lente, per quanto gli elementi in plastica abbiano l'asse ottico perpendicolare ai reofori e quelli ermetici parallelo. L'incapsulaggio ermetico funziona a potenza maggiore, entro un maggior campo di temperature e tollera maggior-

mente gli ambienti aggressivi, tuttavia è più caro di quello in plastica. Per quanto alcuni componenti siano limitati ad un solo tipo di contenitore, con la maggior parte di questi l'utilizzatore deve valutare i requisiti tecnici ed economici dell'applicazione, per poter ottimizzare sia il tipo che il contenitore del componente optoelettronico da usare.

2. Moduli ad interruzione/riflessione

L'uso dei moduli ad interruzione od a riflessione elimina molti calcoli di carattere ottico e geometrico, ed i problemi geometrici e di conversione nelle applicazioni di rilevamento di posizioni meccaniche. Questi moduli sono a caratteristiche elettriche controllate sia per l'ingresso che per l'uscita, come se fossero una coppia selezionata, ed hanno tolleranze meccaniche ben definite. Tutto ciò che il progettista deve fare è di fornire la corrente d'ingresso e la meccanica d'ingresso (per esempio il passaggio di un oggetto opaco ai raggi infrarossi nello spazio tra i sensori) e rilevare quindi il segnale elettrico d'uscita. Oltre ai normali vincoli di tolleranza unificata, di risoluzione e di alimentazione, l'unica nuova conoscenza occorrente riguarda la capacità dell'oggetto da rilevare di interrompere o riflettere la luce infrarossa, ed il saper valutare gli effetti delle condizioni della luce ambiente nella produzione di falsi segnali. Tutto questo vale sia per i moduli commerciali forniti pronti all'uso, che per i moduli "su misura" costruiti in serie limitata, in quanto i parametri meccanici ed ottici di ciascun modulo sono fissi.

Una volta che il modulo sia caratterizzato da una serie di caratteristiche minime o massime, esso formerà un componente elettromeccanico ben definito, e non richiederà un nuovo progetto ottico per ogni nuova applicazione. Questo classifica tali moduli sensori nella categoria di progettazione dei comparatori elettromeccanici di precisione: solo che ora il meccanismo attivatore sarà l'interruzione o la riflessione della luce, anzichè l'applicazione di una forza. Si eliminano di conseguenza gli effetti del logorio e delle deformazioni meccaniche.

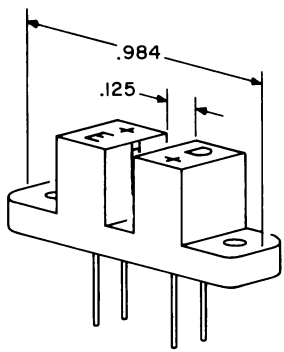


Figura 1.10 — Modulo ad interruzione

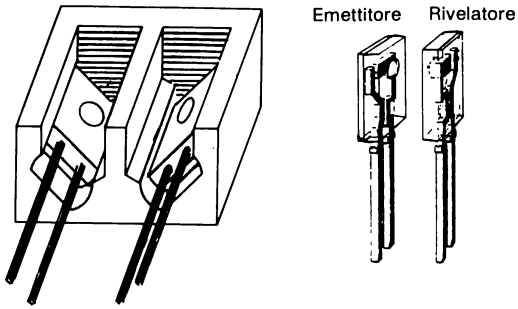


Figura 1.11 — Modulo a riflessione formato da H23

La maggior parte dei moduli ad interruzione disponibili in commercio sono costruiti usando emettitori e rivelatori incapsulati in plastica. I moduli per riflessione e gli altri moduli in piccola serie sono costruiti usando sia elementi in plastica che elementi ermetici, a seconda del bilancio richiesto tra costo e prestazioni. Si dovrà tener conto del fatto che in un modulo a riflessione si useranno in prevalenza dispositivi muniti di lenti, perchè il percorso della luce avviene con maggiori perdite a causa della sua lunghezza e degli angoli piuttosto critici. In questo modo si spiega anche la scarsità di moduli a riflessione standard, poichè si deve mantenere costante la spaziatura tra il modulo e l'attuatore meccanico in modo che l'accoppiamento ottico resti efficiente; perciò si dovrà prevedere un supporto meccanico diverso per ogni sistema meccanico da rilevare.

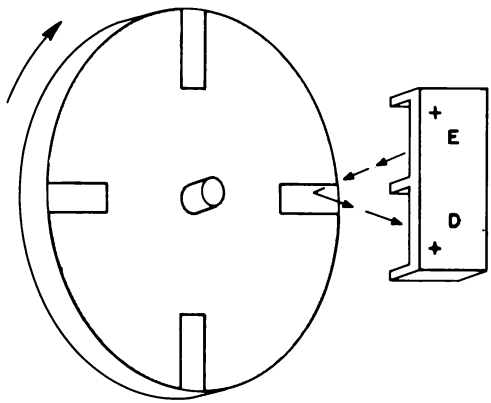


Figura 1.12 — Modulo a riflessione

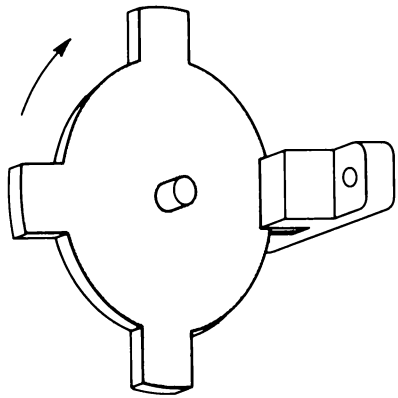


Figura 1.13 — Modulo ad interruzione

3. Optoaccoppiatori

Gli optoaccoppiatori, noti anche come optoisolatori, sono componenti esclusivamente elettronici. Il percorso della luce, dall'IRED al fotorivelatore, é tutto racchiuso nel componente e non può essere modificato dall'esterno. In questo modo si ottiene un trasferimento unidirezionale dei segnali elettrici, dall'IRED al fotorivelatore, che non ha bisogno di fili di collegamento elettrico tra i circuiti che contengono i due elementi dell'accoppiatore. Il grado di isolamento elettrico tra i due elementi è controllato dal materiale che permette il passaggio della luce e dalla distanza fisica tra l'emettitore ed il rivelatore (per cui, maggiore é la distanza e migliore è l'isolamento).

Per sfortuna il CTR (Currente Transfer Ratio = rapporto di trasferimento di corrente), che è il rapporto tra la corrente nel rivelatore e quella nell'emettitore e definisce l'efficacia del trasferimento del segnale, è inversamente proporzionale alla suddetta distanza, e per ottenere gli effetti migliori possibili bisogna sottostare a qualche tipo di compromesso.

Nel caso dei contenitori Dual — in-line (DIP), è stato dimostrato che il dielettrico più efficace è il vetro ottico. Con questo si ottiene il massimo CTR e la minima distanza di separazione per una data tensione di isolamento. Si ha come risultato (H11A5100) un CTR minimo del 100%, insieme ad una tensione di isolamento di 5000 V negli accoppiatori a fototransistor. A causa della sagomatura del dielettrico in vetro, si ottiene una maggiore prevedibilità del rendimento rispetto agli altri sistemi costruttivi, grazie alla maggior facilità di allineamento tra il LED ed il rivelatore, ed alla saldatura dei fili sullo stesso lato.

Per quanto la maggior parte degli optoaccoppiatori siano in contenitore DIP, sono disponibili in commercio altri contenitori, che soddisfano a maggiori esigenze di isolamento oppure ad altri requisiti speciali. Per ottenere isolamenti molto elevati (da

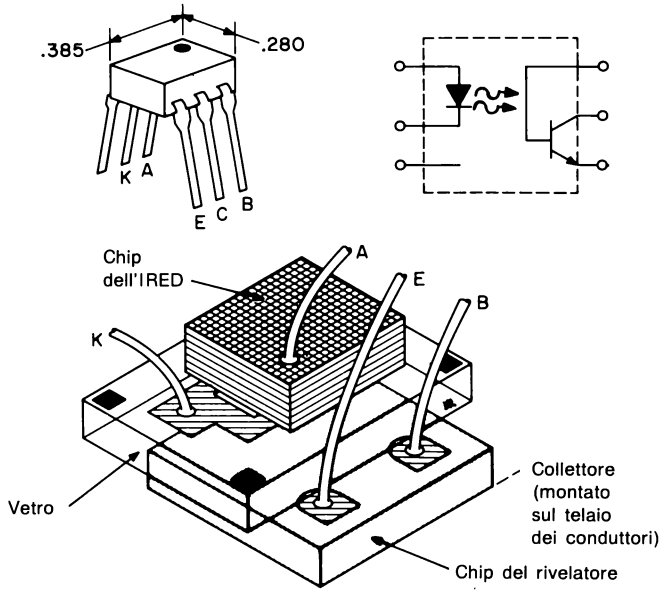


Figura 1.14 — Optoaccoppiatore con contenitore Dual In Line Package (DIP), che mostra la tecnica costruttiva dell'isolamento in vetro

10 a 50 kV), l'utente può modificare con minima spesa il modulo ad interruzione H13, inserendo nello spazio d'aria un adatto dielettrico (vetro, resina acrilica o silicone, eccetera), ed isolando ed incapsulando i reofori di collegamento.

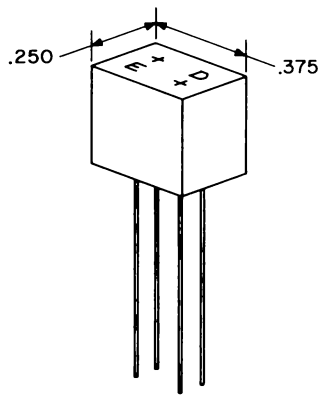


Figura 1.15 — Optoaccoppiatore H15, tensione d'isolamento 4000 V

Per tensioni di isolamento maggiori, si potrà disporre a basso prezzo di un isolatore adoperando la coppia selezionata H19, munita di trasmissione a fibre ottiche in vetro oppure all'infrarosso. Entrambe queste soluzioni impiegano sistemi di accoppiamento già ben caratterizzati e facili da inserire in un progetto.

CAPITOLO 2

CONSIDERAZIONI SUL PROGETTO DEI SISTEMI

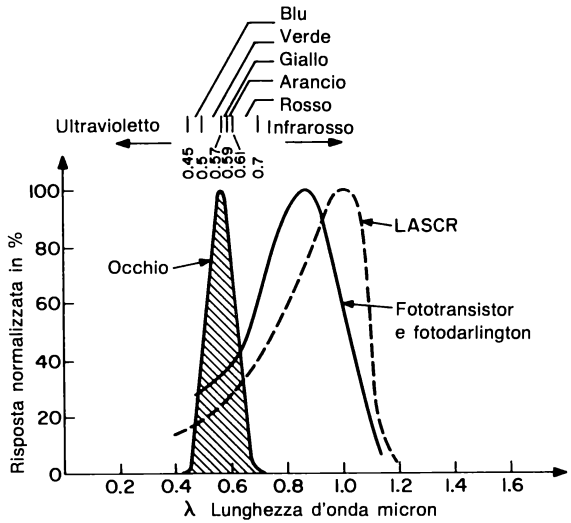
A. SISTEMI DI EMISSIONE E DI RIVELAZIONE

1. Densità di flusso e rendimento

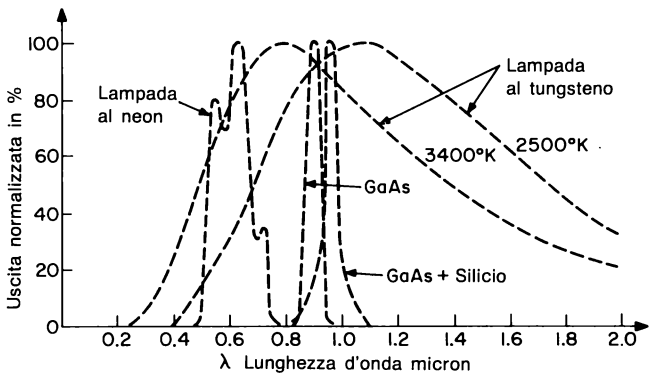
Quando, in questo trattato, si usa la parola "luce" al posto di radiazione elettromagnetica, non ci si deve riferire solo alla parte visibile dello spettro, ma a tutta la banda alla quale sono sensibili i dispositivi rilevatori al silicio. L'uso della parola "luce" è ovviamente errato, a causa della presenza della radiazione infrarossa, ma ormai è entrato nelle abitudini e bisogna accettarlo.

La risposta normalizzata dei sensori di luce al silicio e l'emissione delle sorgenti luminose, sono rappresentate nella figura che segue. La risposta spettrale di picco si trova a circa 0,85 micron, che equivalgono ad 8500 Angstrom (1 A $= 10^{-10}$ m), per i transistori eccitati dalla luce, ma scende ad 1,0 micron per il LASCR. Per confronto è rappresentata la risposta dell'occhio umano, ma questa dovrà essere presa in considerazione come se fosse un qualsiasi altro sensore della luce. Quando si mette a confronto la risposta del rivelatore al silicio con l'emissione delle sorgenti luminose, si potrà osservare che gli IRED al GaAs ed al GaAs (Si) permettono l'accoppiamento più efficace.

Dato che le caratteristiche spettrali della maggior parte delle sorgenti non combaciano con quelle dei rivelatori, per determinare con rigore la risposta del fotorivelatore ad un determinato livello della luce incidente (H = densità di flusso radiante), bisognerà determinare la densità di flusso ed il contenuto spettrale della luce, e poi anche la risposta spettrale e la sensibilità del rivelatore, integrando la risposta spettrale ed il contenuto spettrale per determinare il rendimento; occorrerà inoltre moltiplicare per la densità di flusso per determinare l'irradiamento efficace (H_E) e la sensibilità, e da queste ricavare la risposta. Se la densità di flusso radiante non è facilmente misurabile (il caso più normale), essa può essere definita analizzando la



Dispositivi sensibili alla luce



Dispositivi emettitori di luce

Figura 2.1 — Caratteristiche spettrali normalizzate dei diodi sensibili alla luce e dei diodi emettitori di luce

potenza assorbita dalla sorgente (P_{in}), in rendimento di conversione tra potenza e luce (η), la distribuzione spaziale di quest'ultima e la trasmissività del mezzo in cui viaggia la luce.

$$\text{Efficacia} = \frac{\text{Area sotto la curva C}}{\text{Area sotto la curva A}} = \frac{\int^{\lambda} f(A)\cdot f(B)}{\int^{\lambda} f(A)}$$

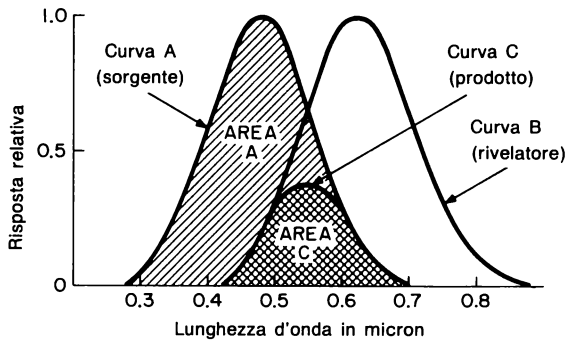


Figura 2.2 — Efficacia di una sorgente A su un rivelatore B

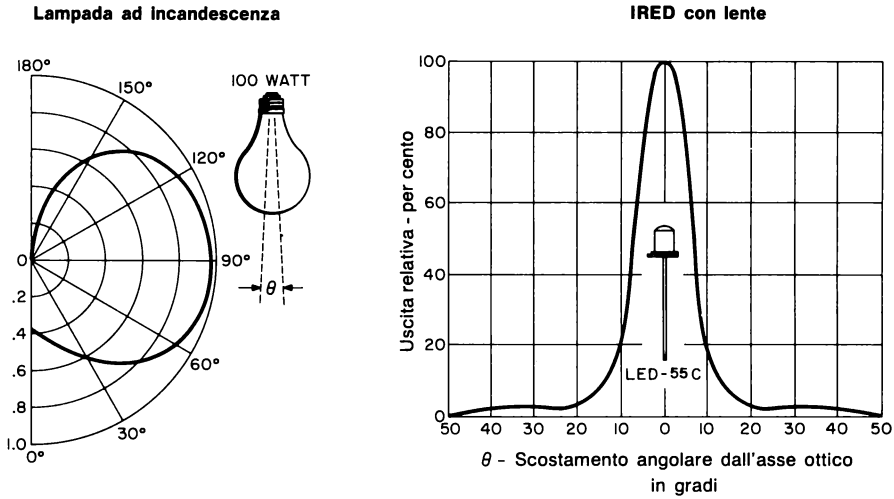


Figura 2.3 — Distribuzione spaziale dell'irradiazione delle sorgenti luminose

Si è verificato in pratica che ci sono variazioni in tutti questi parametri e per poter intraprendere degli studi si usano certe approssimazioni per ottenere delle risposte

abbastanza utili; quindi nello stadio di prototipo si usano dei rilevatori tarati per misurare la densità di flusso efficace e si usano sorgenti od insiemi di sorgenti di caratteristiche minime per analizzare gli effetti delle tolleranze e dei casi più sfortunati.

Emettitori \ Rivelatori		Occhio umano	Fototransistori al silicio
Lampada	2000°K	.003	.16
al tungsteno	2200°K	.007	.19
	2400°K	.013	.22
	2600°K	.021	.24
	2800°K	.030	.27
	3000°K	.044	.30
Lampada al neon		.35	.7
GaAs LED 0.9μ		0	1.0
GaP LED 0.7μ		.08	.7
Lampada fluorescente		.1	.4
Lampeggiatore allo xeno		.13	.5
Sole		.16	.5

Tabella 2.1 — Efficacia approssimativa delle diverse sorgenti

Per verificare lo studio delle possibilità applicative e le approssimazioni, prendiamo in considerazione una lampadina al tungsteno da 10 W come sorgente, ed un fototransistor al silicio da 1 mA/mW/cm² di sensibilità (H_E), posto ad una distanza di 0,1 metri:

$$P_{out} = \eta \cdot P_{In} \cong 0{,}85 \cdot 10 = 8{,}5\ W$$

Il rendimento di conversione delle lampadine al tungsteno è di 80% per i tipi a riempimento gassoso e di 90% per i tipi a vuoto. Presupponendo che la luce emessa dalla lampadina abbia una distribuzione sferica, avremo:

$$H_T = \frac{P}{4\pi d^2}\ mW/cm^2 \cong \frac{8500}{12{,}56\ (10)^2} = 6{,}8\ mW/cm^2$$

$$H_E = 0{,}25 \cdot H_T\ mW/cm^2 = 1{,}7\ mW/cm^2$$

Ritenendo assenti le perdite di trasmissione lungo il percorso della luce, la corrente di collettore del fototransistor sarà:

$$I_C = mA/mW/cm^2 \times 1{,}7\ mW/cm^2 = 1{,}7\ mA$$

dove:

P_{In} è la potenza d'ingresso (mW);

P_{out} è la potenza d'uscita (mW);

d è la distanza (cm);

η è il rendimento di conversione della sorgente luminosa;

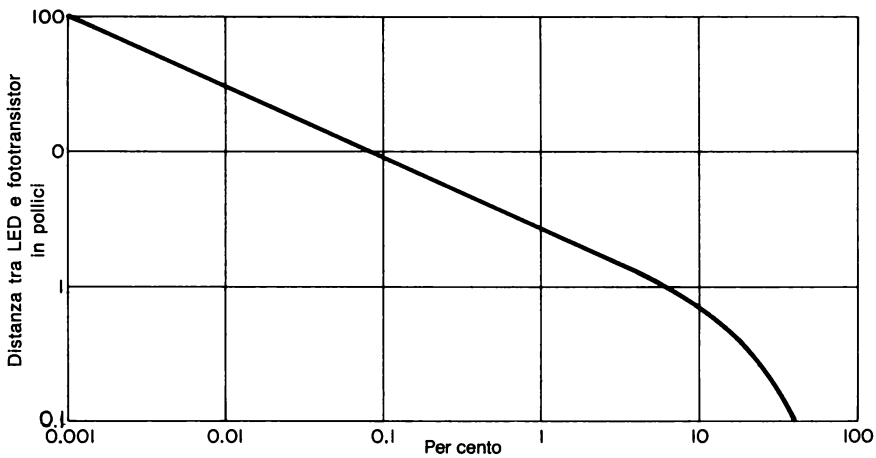
H_T è la densità totale di flusso radiante (mW/cm^2);

H_E è la densità di flusso efficace (mW/cm^2);

I_C è la corrente di collettore del transistor.

Per l'IRED, e per ogni altro dispositivo, munito di lente, la distribuzione spaziale dell'energia è determinata dalle caratteristiche della lente, e non esiste una formula semplice che valga in tutti i casi. Nel caso degli IRED serie LED–55/56, con il fototransistor disposto sull'asse del raggio luminoso, l'analisi della figura di irradiazione mediante integrazione ad elementi finiti fornisce il seguente risultato:

$$H_E \cong 2{,}6\, P_o \,/\, (d + 1{,}1)^2 \quad (d \geq 1 \text{ cm})$$



% dell'uscita del LED incidente sulla lente del fototransistor (0,1 cm^2) sull'asse dell'L14G od L14F; percorso della luce limpido. Per trovare H_{equiv} a 2870°K (condizioni nominali), moltiplicare Po del LED per un valore pari a 30 volte questa percentuale.

Figura 2.4 — Grafico per l'accoppiamento dei fototransistori

Il rendimento dell'IRED sarà di solo 1....6%, e per funzionamento continuato la dissipazione di potenza sarà limitata a circa 150 mW in ambiente di caratteristiche normali. Per la stessa distanza di 10 cm ed usando l'IRED a 150 mW e con un rendimento del 4%, la corrente di collettore del transistor sarà:

$$I_C = 2{,}6\ (150\ mW)\ (0{,}04)\ (1\ mA/mW/cm^2) / (11{,}1\ cm)^2 = 0{,}13\ mA$$

ossia meno di un decimo della corrente della lampada; ma con una potenza d'ingresso di solo 1,5% rispetto a quella emessa dalla lampada, il rendimento totale del sistema è stato aumentato pressapoco di un fattore 6, grazie alla lente ed all'efficacia dell'illuminazione. Se l'IRED viene fatto funzionare ad impulsi, P_o può essere aumentata fino a 50 volte quella ad esercizio continuato, per brevi periodi ($\sim$ 1μs) e bassa ripetitività (200 impulsi al secondo); si ha però una diminuzione di rendimento al di sopra della polarizzazione di 500 mA ($\approx$ 1 W). Gli effetti del cattivo allineamento della lente, della temperatura, delle tolleranze e dell'invecchiamento devono essere attentamente valutati prima di poter formulare una previsione di comportamento di tipo "caso più sfortunato" oppure "gaussiana", e questo si fa dopo le verifiche iniziali di tipo sperimentale dei presupposti stabiliti in precedenza. Nelle applicazioni "difficili" si dovranno valutare l'emissione del LED e le caratteristiche di guadagno del transistor e del fotodiodo per determinare analiticamente la risposta.

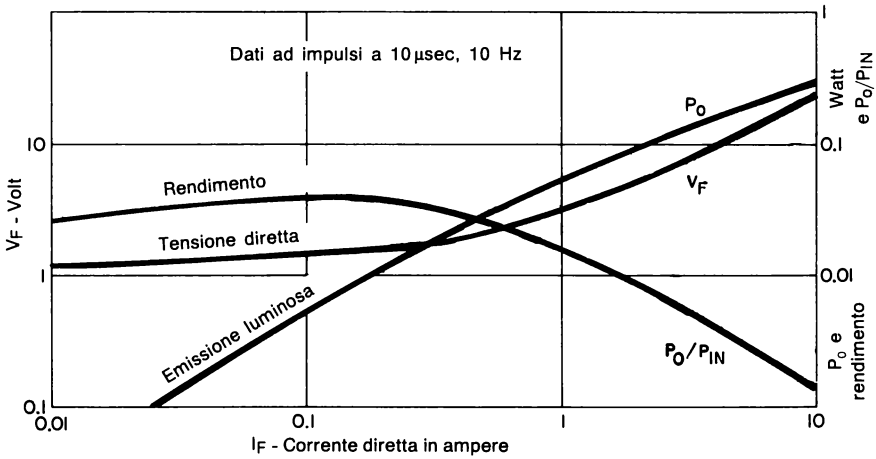


Figura 2.5 — Andamento tipico della potenza d'uscita, della tensione diretta e del rendimento dei LED serie 55

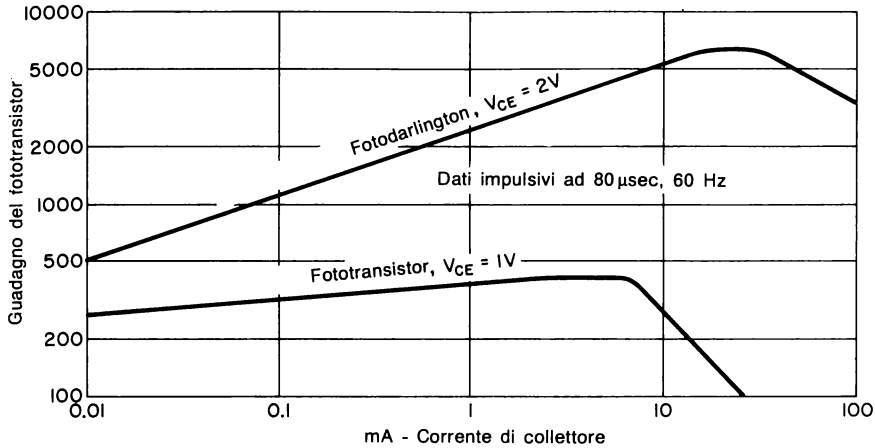
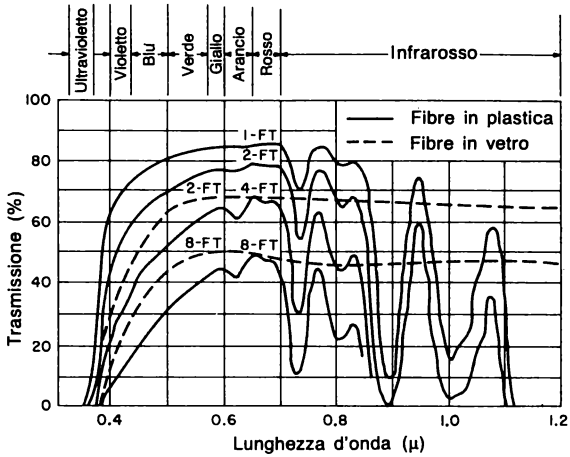


Figura 2.6 — Tipici guadagni in corrente di un fotorivelatore in fotoconduzione

Rilevatori	Sorgenti
1. Relazioni tra potenza elettrica d'ingresso ed intensità di radiazione assiale di picco	fogli dati
2. La figura di emissione relativa al radiatore	fogli dati
3. L'emissione relativa del radiatore come funzione della lunghezza d'onda *	fogli dati
4. Distanza tra radiatore e ricevitore	dati di progetto
5. Relazione angolare tra l'asse del radiatore e del ricevitore	dati di progetto
6. Figura di accettazione relativa del ricevitore	fogli dati
7. Sensibilità relativa del ricevitore in funzione della lunghezza d'onda *	fogli dati
8. Sensibilità del ricevitore	fogli dati
9. Rendimento della trasmissione della luce	Caratteristiche del materiale in cui passa la luce

* I numeri 3 e 7 non occorrono se è nota l'efficacia

Tabella 2.2 — Specchietto delle informazioni necessarie nei riguardi delle sorgenti e dei rivelatori:



Regola approssimata

Perdita nelle fibre di vetro ≈ 30% + 10%/FOOT

$H_{OUT} = H_{IN} : 0.7 : (0.9)^X$

X = Piedi

CARATTERISTICHE DI TRASMISSIONE DELLE FIBRE OTTICHE IN VETRO ED IN PLASTICA

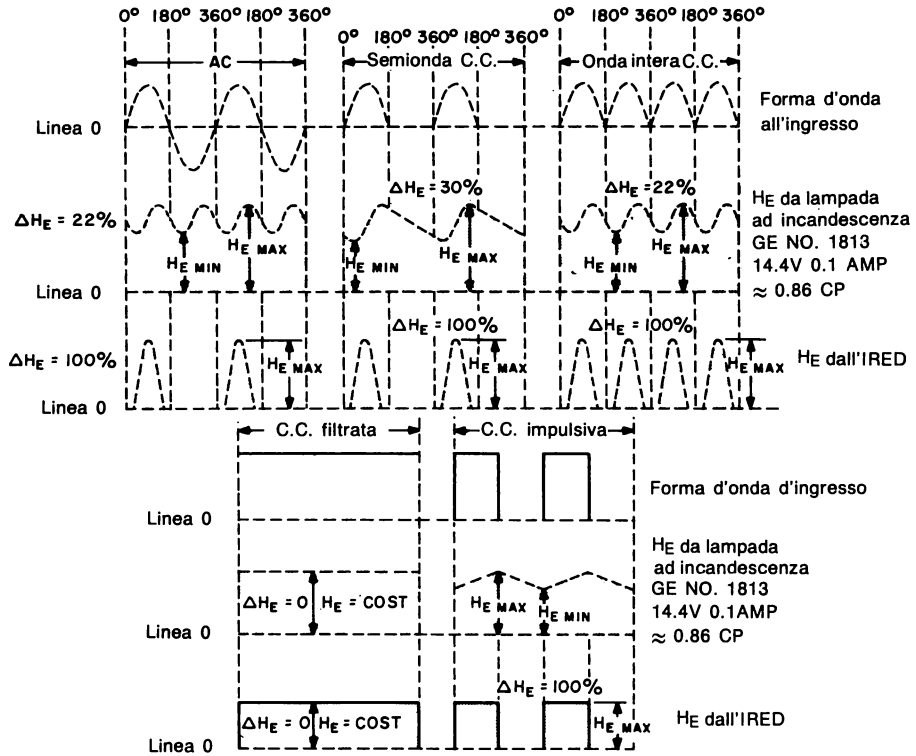


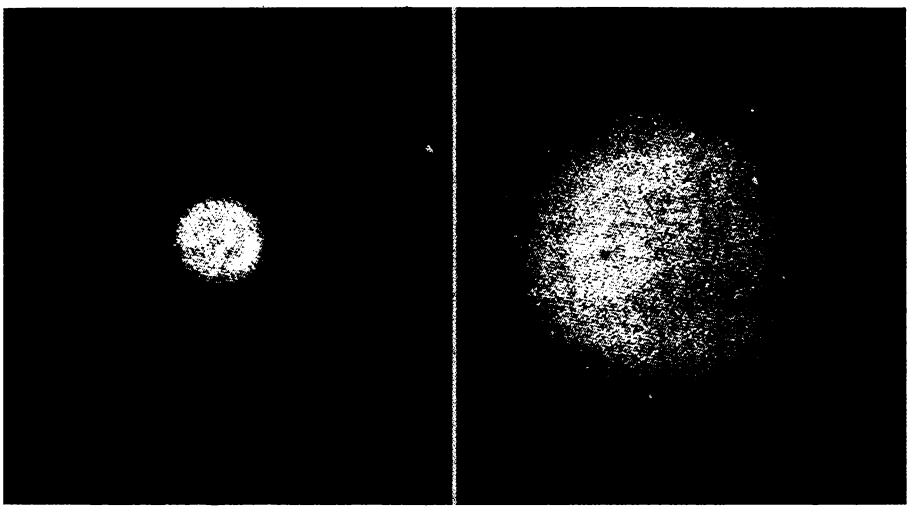
Figura 2.7 — Dipendenza dal tempo della densità di flusso radiante per varie alimentazioni

La trasmissione della luce dal generatore al rilevatore non costituisce di solito un problema, e può essere controllata ad occhio, anche se non sempre. Molti materiali organici, per esempio le resine, hanno una forte attenuazione per l'infrarosso vicino, al quale appartengono le lunghezze d'onda in questione, mentre sembrano trasparenti: esse funzioneranno con la luce ad incandescenza, ma non con gli IRED. Il problema insorge con maggior frequenza usando le fibre ottiche ed anche in questo caso, come in tutti gli altri sistemi ottici, occorre prendere in considerazione le perdite d'ingresso e di uscita.

Un altro criterio di scelta dell'illuminatore adatto è la velocità alla quale dovrà funzionare il sistema. Come si può vedere nella figura precedente, l'alimentazione con c.a. oppure con c.c. non filtrata del dispositivo emettitore di luce, potrà causare variazioni del flusso efficace che arrivano al 30% per le lampadine al tungsteno e fino al 100% per gli IRED. Solo utilizzando una c.c. filtrata si potrà avere la garanzia di un flusso luminoso costante per tutti i tipi di illuminatori.

2. Lenti

Si usano di solito delle semplici lenti convergenti per aumentare la portata e migliorare la direzionalità dei sistemi ottici. Il miglioramento della direzionalità minimizza la captazione dei disturbi o della luce ambiente "parassita", e serve anche a delimitare il volume entro il quale potrà venire rilevata la presenza di un oggetto. Nei sistemi formati da emettitore e rilevatore (a differenza dei sistemi di rilievo del livello



LED 55C
Lente integrata

LED 55CF
Senza lenti

Figura 2.8 — Tipiche figure di irradiazione infrarossa degli IRED su di una superficie distante 5 cm (dimensioni reali)

luminoso) la portata viene aumentata focalizzando in un fascio la luce ricevuta sul rilevatore. Per la stessa funzione si possono usare dei riflettori focalizzati, e questi vengono di solito analizzati con lo stesso sistema dei rifrattori, per quanto le perdite risultino in generale maggiori. La massima efficienza meccanica ed il massimo rendimento ottico si ottengono usando componenti optoelettronici privi di lente incorporata, mentre si migliorano la portata e la direttività usando sistemi esterni a lenti.

Le lenti sono di solito caratterizzate dal numero "f", ossia dalla lunghezza focale divisa per il diametro utile:

$$\text{numero f} = \frac{\text{lunghezza focale}}{\text{diametro utile}}$$

Il numero "f" può però significare anche la lunghezza focale oppure il diametro utile. Di solito l'effetto dell'aggiunta di una lente dal lato del rilevatore di un sistema, sulla densità di flusso irradiato H, può essere approssimato semplicemente dal rapporto tra la superficie della lente e la superficie illuminata nel piano della base del fototransistor, moltiplicato per la densità di flusso che incide sulla lente. Si noti che l'approssimazione vale *soltanto* per irradiamenti che si avvicinino a quello di una sorgente puntiforme, ossia quando il diametro della sorgente luminosa è inferiore a un decimo della sua distanza dalla lente e quando la riflessione e l'assorbimento della lente stessa influiscano sul risultato per circa il 10%.

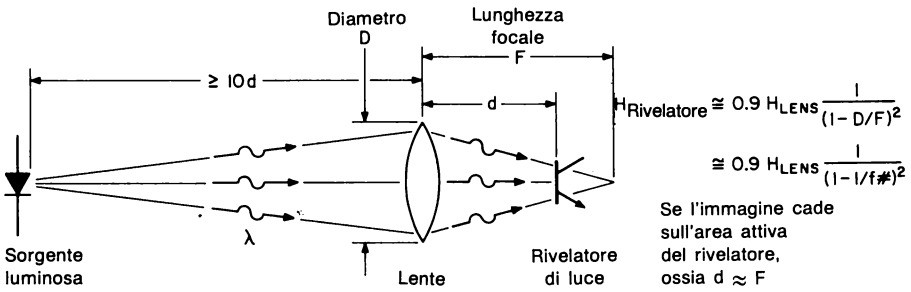
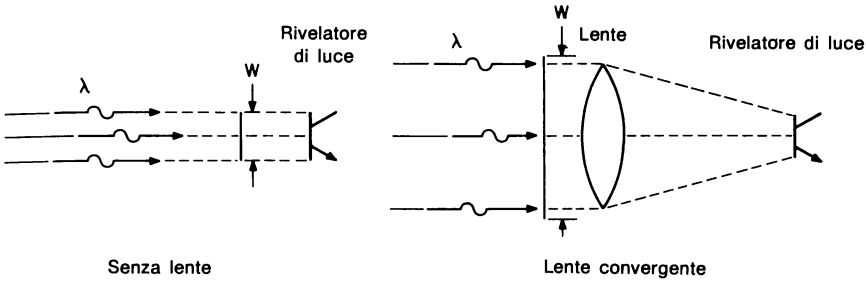


Figura 2.9 — Rivelazione con lente convergente

Per quanto l'uso delle lenti possa limitare il campo visuale del rilevatore ed attenuare alcuni problemi di luce ambiente, si può anche allargare il tratto illuminato che dovrà essere bloccato per escludere il rilevatore. In ogni caso, volendo usare sul rilevatore una focalizzazione a lenti, senza predisporre un sistema di mascheramento della luce, si diminuisce la risoluzione.



W è la larghezza di un oggetto che deve bloccare l'arrivo della luce al rivelatore ossia da completamente attivo a completamente escluso

EFFETTO DELLA LENTE SULLA RISOLUZIONE

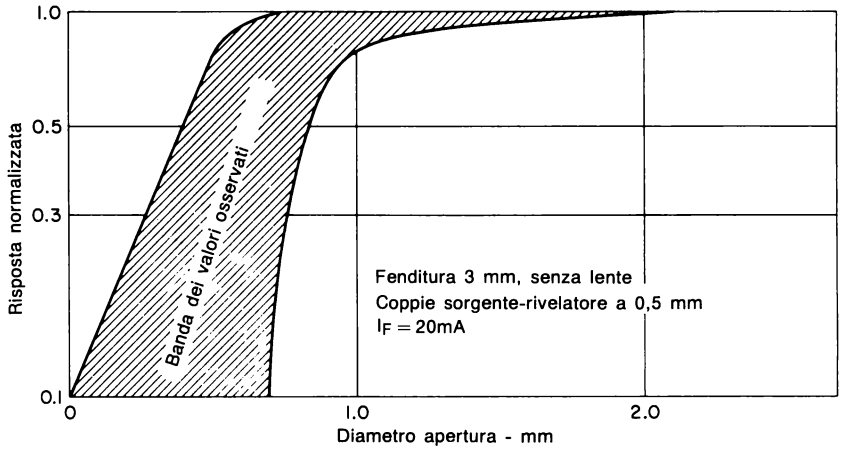


Figura 2.10 — Effetto delle dimensioni dell'apertura sulla risposta; apertura trasparente su campo opaco

Con un rivelatore a fototransistor oppure a fotodarlington privo di lenti, l'area sensibile alla luce è di circa 0,5 mm^2. La diffrazione e gli effetti perimetrali aggiungeranno ancora circa 0,3 mm all'ampiezza del settore luminoso che dovrà essere intercettato per oscurare il rivelatore. Quando si pone davanti al rivelatore una lente convergente, viene ristretto il campo visuale, mentre viene ampliato il settore luminoso utile, a causa dell'ingrandimento della lente stessa. L'aggiunta di una lente convergente alla sorgente luminosa accresce la densità di flusso luminoso verso il rivelatore, ma ha effetti insignificanti sull'ampiezza del settore utile. La sistemazione di lenti

convergenti su entrambi i dispositivi rende più critico l'allineamento tra sorgente e rivelatore, in quanto sono ristretti a "fascio" sia il settore di illuminazione che l'angolo visuale. Diverse tecniche di schermatura e di codifica vengono usate per minimizzare le interazioni, mentre la sensibiiità od il rendimento di trasmissione sono di norma i parametri che vengono messi a confronto con la facilità di allineamento ed il costo dei materiali.

3. Illuminazione ambientale

In genere è difficile valutare gli effetti dell'illuminazione ambientale in optoelettronica, perchè la luce ambiente si può difficilmente quantificare in termini di livello, direzione, composizione spettrale e modulazione. Se il rilevatore non è altamente direzionale, ci si troverà di solito nella necessità di dover rivestire con materiali non riflettenti tutti gli oggetti lucidi o chiari che si trovano in vicinanza del sistema, oppure questo dovrà essere schermato sia dalla luce ambiente che dalle riflessioni della luce della sorgente luminosa. Si osservi che l'illuminazione in controluce del rivelatore può causare fastidi dovuti alla riflessione da parte degli oggetti che di norma dovrebbero interrompere il raggio luminoso. Si può usare come soluzione definitiva un sistema di luce codificata ad impulsi, e quindi decodificata, che garantisce un'altissima immunità alla luce ambiente, aumentando nel contempo di molto la distanza utile di funzionamento del sistema. Alimentando gli IRED con impulsi, potrà essere ottenuta un'emissione luminosa molto forte. Si ottengono alti rapporti segnale/rumore al rivelatore, impiegando impulsi ricavati da segnali in c.a., ed usando delle semplici tecniche di decodifica.

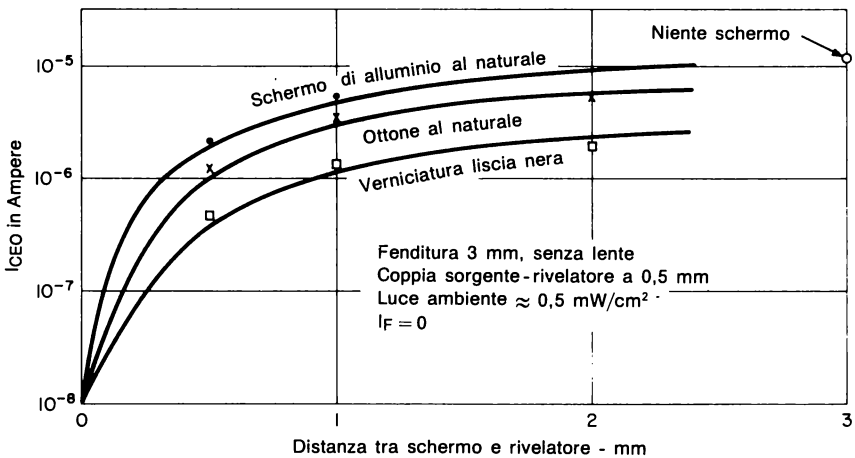


Figura 2.11 — Effetto della luce ambiente e del rivestimento dello schermo su un rilevatore di oggetti optoelettronico

Questi sistemi sono illustrati nel quarto capitolo di questo manuale.

4. Sistemi ad impulsi

I sistemi a luce impulsiva possono garantire le migliori prestazioni possibili nelle applicazioni delle coppie emettitore/rivelatore. Si paga lo scotto con una maggior complessità dello schema. In pratica però il costo di un sistema ad impulsi potrà essere inferiore a quello della potente sorgente luminosa e del rivelatore molto sensibile, necessari per svolgere la stessa funzione, mentre in un sistema ad impulsi possono essere previsti componenti a basso costo e di facile reperibilità. Le prestazioni di un sistema ad impulsi saranno quasi sempre migliori di quelle di un sistema ad illuminazione costante.

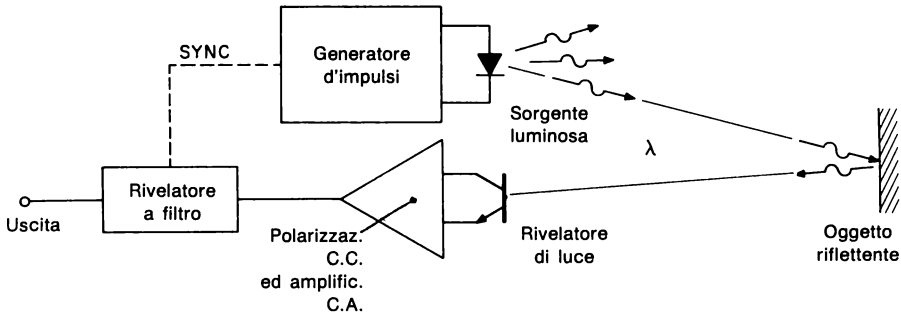


Figura 2.12 — Tipico sensore di oggetti a riflessione, alimentato ad impulsi

In generale, i sistemi a basso costo utilizzano impulsi di corrente ricavati da transistori unigiunzione (UJT) che vanno da 1 a 10 μs, con rapporto impulso-pausa che va da 0,1 ad 1%, perchè tempi più brevi, se applicati all'IRED, non generano corrispondenti aumenti dell'emissione luminosa, mentre richiedono circuiti più sofisticati (e costosi) per sviluppare l'impulso. Il rivelatore è di solito un cascode a fototransistor, polarizzato da un amplificatore in c.a. composto da uno fino a tre transistori (gli amplificatori integrati a basso costo sono troppo lenti).* Il raddrizzamento sincrono dell'uscita dall'amplificatore in c.a., sincronizzato dal generatore d'impulsi, permette un notevole aumento delle prestazioni, con poca spesa. I tubi lampeggiatori allo xeno ed i generatori laser provvedono alte intensità luminose, ma il costo e la complessità limitano l'impiego di queste sorgenti a sistemi con prestazioni estremamente elevate. Nella normale valutazione del rapporto costo/prestazione, si procede come segue: funzionamento in c.c., niente ottica esterna; funzionamento ad impulsi

---

* Polarizzato in questo modo, il transistor risponde in meno di un microsecondo. Si possono determinare: la corrente del LED, la durata degli impulsi e la cadenza di ripetizione semplicemente partendo dal tempo di risposta, dalla distanza da coprire, dalla resistenza termica del LED e dai vincoli di costo.

senza ottica esterna; funzionamento ad impulsi con ottica esterna; sistemi sofisticati (laser ecc.). Talvolta si potranno trovare delle lenti in plastica che potranno avere un costo inferiore ai sistemi ad impulsi, ma si deve tener conto dei maggiori costi dell'allineamento e degli equipaggiamenti meccanici, che si contrappongono all'economia nella parte elettronica.

B. SISTEMI OPTOACCOPPIATORI

Gli optoaccoppiatori, detti anche optoisolatori, sono formati da un IRED, da un materiale dielettrico trasparente e da un rivelatore disposti in un involucro comune. Di essi si è parlato dettagliatamente in precedenza sia dal punto di vista costruttivo che da quello dei diversi semiconduttori che possono essere impiegati. Per utilizzare questi componenti in un circuito, dobbiamo conoscere le caratteristiche dei componenti che lavorano accoppiati, nonchè i diversi elementi. Caratteristiche quali il rendimento di accoppiamento (l'effetto della corrente nell'IRED sull'elemento d'uscita), la velocità di risposta, le cadute di tensione, l'assorbimento di corrente e le curve caratteristiche V—I, sono definite dai particolari componenti usati per costruire l'accoppiatore, e dal rendimento ottico. Le caratteristiche tecniche particolareggiate degli accoppiatori definiscono questi parametri in modo che, con essi, il progetto del circuito possa essere fatto nel medesimo modo usato con qualsiasi altro semiconduttore, con caratteristiche di ingresso, uscita e trasferimento, tranne per il fatto che l'ingresso è dielettricamente isolato. La differenza critica è appunto questa, ossia la definizione dei parametri d'isolamento ed il loro significato nella progettazione di un circuito.

1. Isolamento

I tre critici parametri d'isolamento sono: la resistenza di isolamento, la capacità di isolamento e la rigidità dielettrica. Tutti questi tre parametri sono specificati con i terminali d'ingresso in cortocircuito, e con i terminali d'uscita anch'essi in cortocircuito. In questo modo si evita di danneggiare l'emettitore ed il rivelatore con le correnti di carica capacitiva che passano alle tensioni di prova piuttosto alte.

a) Resistenza d'isolamento

È la resistenza alla corrente continua tra ingresso ed uscita dell'accoppiatore. Tutti gli accoppiatori G.E. devono avere un minimo di 10^{11} ohm di resistenza d'isolamento, e questo è più di quanto ci si possa aspettare di ottenere per la resistenza tra le piazzole della maggior parte dei circuiti stampati sui quali gli optoaccoppiatori dovranno essere montati. Si tenga presente che alle tensioni più elevate di sollecitazione del dielettrico aggiungendo anche le perdite dovute alle dispersioni del circuito stampato, le correnti passanti potranno essere dell'ordine di qualche decina di nanoampere.

Si tratta di una corrente dello stesso ordine di grandezza delle correnti del fotodiodo, generate per correnti nell'IRED fino a 0,5 mA; in un normale accoppiatore darlington e montaggio DIP questo potrebbe essere un problema dove i bassi livelli sia-

no critici. Una certa cura nella scelta e nel trattamento del circuito stampato potrà di solito minimizzare i problemi dell'isolamento. Ciò è dovuto in parte al grande margine di sicurezza garantito dall'isolamento in vetro usato negli accoppiatori G.E. in contenitore DIP, fino ai limiti delle prestazioni nominali.

b) Capacità di isolamento

È la capacità parassita tra ingresso ed uscita, dovuta al dielettrico. I valori vanno di norma da 1 pF a 2,5 pF. Questa capacità potrà provocare effetti degni di nota in circuiti con il dielettrico sollecitato da transitori che eccedono i 500 V per microsecondo. Questo avverrà particolarmente nel caso di circuiti sensibili ai bassi livelli di corrente, polarizzati in modo da avere una rapida risposta e soggetti a transitori veloci. Circuiti che soddisfano a questi criteri si incontrano sovente nell'automazione delle macchine utensili, nell'interfacciamento con lunghe linee elettriche o di comunicazione, ed in zone dove avvengono rapide commutazioni di potenze notevoli. La maggioranza dei casi in cui esistono problemi di isolamento capacitivo, vengono affrontati ricorrendo ad uno o più dei provvedimenti seguenti:

- Miglioramento delle piste del circuito stampato, specie per quanto riguarda le posizioni di saldatura dei reofori di base (gate)
- Impiego di una resistenza e/o di un condensatore tra base ed emettitore
- Progetto che garantisca l'immunità ai livelli di disturbi previsti
- Schermatura elettrostatica delle parti del circuito molto sensibili
- Uso di piccoli condensatori di smorzamento per accoppiare le masse su entrambe le facce del dielettrico.

In questo modo si diminuirà la velocità di aumento delle tensioni transitorie, con minori correnti nelle parti sensibili del circuito.

c) Tensione di isolamento

È la tensione massima alla quale l'isolamento deve poter resistere. La tabella allegata illustra i parametri da definire per delimitare le caratteristiche della rigidità dielettrica, che dipendono dal tempo, da dv/dt, e dalla forma d'onda; questa dipendenza è altresì una funzione del metodo di fabbricazione dell'accoppiatore. Per illustrare gli effetti che la forma d'onda in tensione potrà esercitare sull'isolamento di un accoppiatore, é stata fatta una serie di prove per qualificare questi effetti sugli accoppiatori DIP con dielettrico in vetro ed anche sui tipi concorrenti a doppio telaio portaconduttori.

I risultati delle prove sono stati analizzati per determinare la differenza percentuale nelle possibilità di resistenza a transitori impulsivi dimostrate dagli accoppiatori per le varie forme d'onda applicate, in confronto a quanto ottenuto con il metodo di prova normalizzato. Queste percentuali sono state quindi applicate ad un ipotetico componente che potesse appena soddisfare alla specifica di 1000 V di picco; i risultati sono stati tabulati per determinare la "vera" resistenza a regime impulsivo di tali

elementi per ciascuna forma d'onda. Si è fatto questo allo scopo di permettere al progettista dei circuiti di stabilire realisticamente il margine precauzionale della tensione per sollecitazione impulsiva di ogni tipo di accoppiatore. Naturalmente gli accoppiatori a doppio telaio portaconduttori con altri materiali dielettrici e/o fattori di forma del dielettrico possono mostrare variazioni diverse nella dipendenza delle prestazioni dalle forme d'onda. Il dielettrico in vetro, essendo molto costante nelle proprietà elettriche e nel fattore di forma, dimostrerà anche prestazioni uniformi passando da un dispositivo ad un altro.

Forma d'onda / Accoppiatore	Zero C.A.	Rampa C.C.	Rampa C.A.	Gradino C.A.	Gradino C.C.
Vetro G.E.	707 V*	1025 V	650 V	580 V	919 V
Doppio telaio	540 V	1000 V*	540 V	510 V	780 V

* Metodo di prova del foglio dati

Tabella 2.3 — Isolamento a tensioni impulsive di un ipotetico accoppiatore a 1000V.

METODI GENERALI DI SPECIFICA DELLA TENSIONE DI ISOLAMENTO DEGLI OPTOACCOPPIATORI

1. Tensione di isolamento a regime impulsivo

a. Definizione:

Questo dato si usa per la protezione contro i transitori dovuti a commutazioni sulla linea oppure all'effetto delle scariche elettriche atmosferiche. Il dispositivo deve poter resistere a questa sollecitazione per un minimo di 100 volte durante la sua vita utile. I dati si devono riferire all'intero campo delle temperature di funzionamento del dispositivo.

b. Inquadramento delle norme

In termini di tensione di picco od efficace a 60 Hz sinusoidale, di prescritta durata (per esempio 1500 V di picco/1050 V eff per un secondo).

c. Condizioni di prova

Applicazione dell'intera tensione nominale (sinusoidale a 60 Hz) per un secondo, con inizio dal passaggio dell'onda per lo zero (ossia dalla fase zero). Detta tensione proviene da un alimentatore che possa erogare 5 mA alla tensione nominale.

Tabella 2.4 (segue)

II. Tensione di isolamento a condizioni permanenti

a. Definizione

Questo dato è usato per la protezione contro una tensione fissa che appaia tra le estremità del tratto isolante del dispositivo provenendo da un alimentatore elettrico, e resti applicata per tutta la sua durata utile. L'applicazione delle sollecitazioni nominali deve avvenire entro l'intero campo di temperature di funzionamento e deve essere confermata da una prova di durata di 1000 ore.

b. Inquadramento delle norme

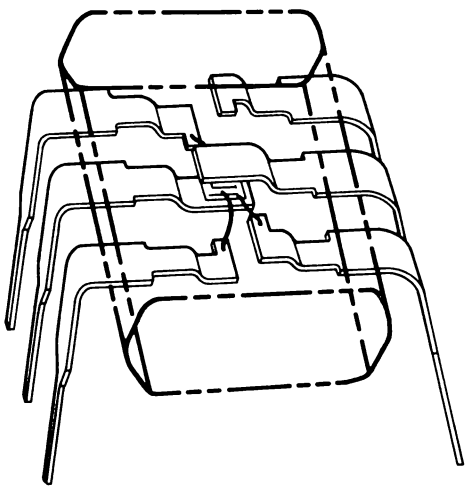
Definite in termini di forma d'onda sinusoidale a 60 Hz con valore di picco e/o efficace.

c. Condizioni di prova

Applicazione dell'intera tensione nominale sinusoidale a 60 Hz, con inizio al passaggio dell'onda per lo zero (fase iniziale zero). La tensione deve provenire da un alimentatore che eroghi 5 mA alla tensione prescritta, per l'intera durata della prova.

Tabella 2.4 (fine)

Le prove effettuate sono state le seguenti:



1. Prova impulsiva c.a. efficace, secondo definizione G.E.
2. Rampa c.c.-valore di distruzione per graduale aumento di tensione - definizione usata nei componenti della concorrenza *
3. Rampa in c.a.-valore efficace alla distruzione per tensione in aumento graduale *
4. Gradino in c.a.-valore efficace alla distruzione per tensione applicata istantaneamente; l'applicazione della tensione è sincronizzata alla tensione di picco.
5. Gradino in c.c.-valore alla distruzione per tensione applicata istantaneamente

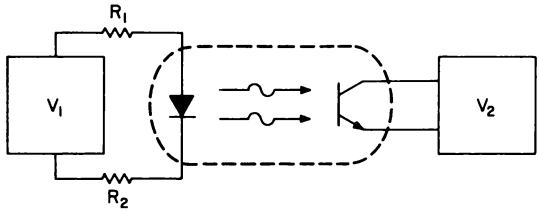
* Pendenza della rampa 1000 V/s

Figura 2.13 — Costruzione della concorrenza, con doppio telaio portaconduttori

Le tensioni nominali d'isolamento a regime costante sono di solito una frazione dei valori alle sollecitazioni impulsive, e devono essere confermate da prove di durata. Le prove G.E. per la conferma delle prestazioni a regime permanente, sono state eseguite su componenti suddivisi, a seconda dell'isolamento a regime impulsivo, in gruppi di tensioni minime che avrebbero potuto essere fornite alla caratteristica controllata. Per confermare il processo di scelta è stata fatta una prova distruttiva della tensione di isolamento con tensione impulsiva di caratteristiche ben precisate, quindi gli accoppiatori sono passati alla sollecitazione a regime continuativo alla frequenza di 60 Hz. Non si sono osservati guasti nei 160 campioni provati per 1000 ore. Per 32 componenti del tipo H11A, si sono ottenuti rapporti tra le tensioni della prova di durata e quelle della prova impulsiva di 800/1060, 1500/2500, 1500/1770, 2200/2500 e 2500/4000. Si noti che molte delle prove presentano sollecitazioni che vanno al di là delle condizioni di regime permanente per una data tensione di prova, con una nuova conferma delle proprietà caratteristiche dell'isolamento in vetro.

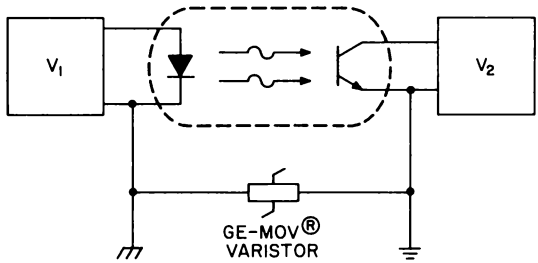
In molte applicazioni interessa sapere in che modo si è avuto il cedimento di un accoppiatore sollecitato al di sopra della sua resistenza dielettrica. Teoricamente l'accoppiatore dovrebbe garantire ancora l'isolamento, anche se non l'accoppiamento. Sfortunatamente questo non succede con gli accoppiatori DIP. Il risultato di un cedimento dielettrico potrà andare da una traccia resistiva derivante dalla carbonizzazione del materiale plastico di incapsulamento in vicinanza della superficie del vetro (fenomeno osservato appunto negli accoppiatori con isolamento in vetro), al cortocircuito metallico provocato dalla fusione dei fili che congiungono le due cornici di posizionamento alle uscite dei dispositivi di questo tipo. Nei progetti di carattere critico bisogna tener conto degli effetti di un cedimento dielettrico e, se questo sarà di carattere catastrofico, bisognerà aver previsto una protezione del circuito per limitazione di corrente, intervento di fusibili, varistori GE-MOV®, scaricatori a scintilla, eccetera. In seguito verranno illustrate alcune tecniche di protezione. Si consideri il fatto che le resistenze a strato fonderanno aprendo il circuito in caso di guasto, fornendo una protezione supplementare. Le protezioni a scaricatore, se ne è possibile l'impiego, sono probabilmente la miglior scelta quando non si può disporre di un accoppiatore con adeguate capacità d'interruzione.

Un altro fenomeno, osservato in molti fotoaccoppiatori sottoposti a sollecitazione dielettrica in c.c., è un aumento della corrente di dispersione dell'elemento rivelatore. Questo aumento delle perdite è normalmente osservato alle elevate sollecitazioni di tensione sul dielettrico ed alle alte temperature, per quanto delle relazioni provenienti da osservazioni in esercizio indichino che fenomeni analoghi sono stati osservati per sollecitazioni dielettriche minori di 50 V c.c., per alcune marche di accoppiatori. I fenomeni sembrano essere indipendenti dal normale incanalamento HTRB, dato che compaiono solo per sollecitazione dielettrica e non per sollecitazione da parte della tensione di blocco del rivelatore. Si ipotizza che la causa sia dovuta agli ioni mobili nel materiale dielettrico, che migrano verso la superficie del rivelatore per l'azione del campo di potenziale generato dalla sollecitazione dielettrica. Sulla superficie del rivelatore, il campo prodotto da questi ioni provocherà la forma-

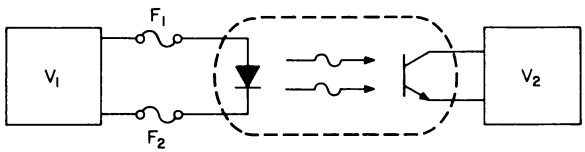


$R_1//R_2$ Limita la corrente di guasto da V_1 a V_2

Limitazione resistiva



Protezione contro la scarica



F_1 e F_2 limitano l'ampiezza e la durata della corrente di guasto da V_1 a V_2

Limitazione a fusibile

Sistemi di limitazione od eliminazione dei problemi di scarica nel dielettrico

Figura 2.14 — Sistemi di limitazione o di eliminazione dei problemi di scarica attraverso il dielettrico

zione di uno strato di inversione (analogo a quello che si forma in un transistor ad effetto di campo MOS) nella regione di base o di collettore del rivelatore: questo strato favorirà il passaggio della corrente dispersa.

Il dielettrico in vetro dell'accoppiatore G.E. è stato progettato in modo da essere esente il più possibile da ioni, con i dispositivi rivelatori ottimizzati per avere la minima tendenza alla formazione di strati di inversione; esso si è dimostrato stabile, affidabile ed altamente riproducibile. Prove condotte su questi dispositivi, sottopo-

sti a sollecitazioni che arrivavano fino a 1500 V e 100°C, non hanno dato origine ad un mutamento apprezzabile nelle perdite del rivelatore.

2. Caratteristiche di ingresso, uscita e trasferimento

L'optoaccoppiatore completo ha le caratteristiche dell'IRED e del rivelatore, rispettivamente per l'ingresso e per l'uscita. Poichè sono note le caratteristiche dei singoli dispositivi e del dielettrico, si porrà ora l'accento sulle caratteristiche di trasferimento dell'accoppiatore. Verranno trattate nei particolari alcune caratteristiche precipue del dispositivo, allo scopo di ottenere la completezza necessaria al progetto analitico del circuito.

Ingresso

Le caratteristiche d'ingresso dell'accoppiatore sono le caratteristiche di un IRED, di solito un singolo diodo, per quanto l'H11AA abbia l'ingresso formato da due IRED collegati in antiparallelo. La caduta di tensione diretta è leggermente diversa rispetto a quella dell'IRED discreto di cui si è parlato in precedenza: questa differenza è dovuta a dettagli nel chip e nei contatti. La curva che segue illustra il fenomeno per entrambi i tipi di accoppiatori G.E.. Si osservi che nel funzionamento ad impulsi possono essere tollerate correnti notevolmente maggiori, però occorre un rigoroso controllo della durata dell'impulso e del rapporto impulso-pausa, per salvaguardare il chip ed i conduttori di uscita saldati da condizioni estreme di polarizzazione che ne potrebbero causare la distruzione. Il coefficiente di temperatura della tensione diretta è in relazione con la corrente diretta, ed ha un valore piccolo, in quanto produce una variazione di V_F di solo il $\pm$ 10% nell'intero campo di variazione della temperatura.

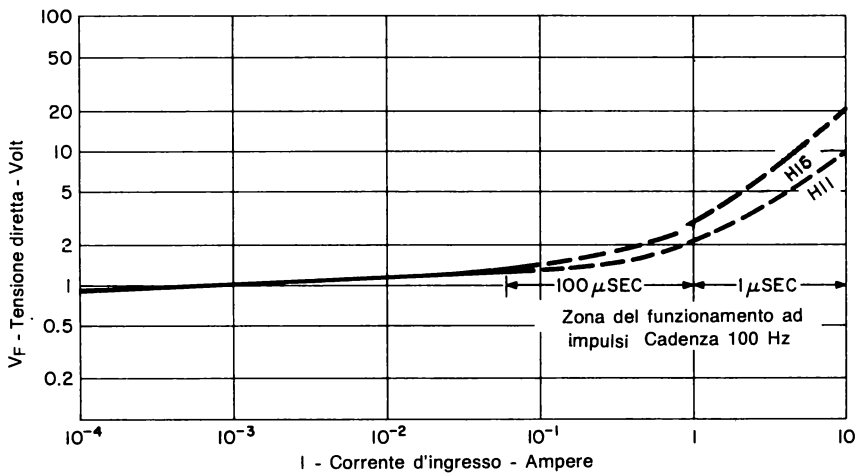


Figura 2.15 — Tipiche caratteristiche d'ingresso di un optoaccoppiatore — V_F rispetto a I_F a 25°C

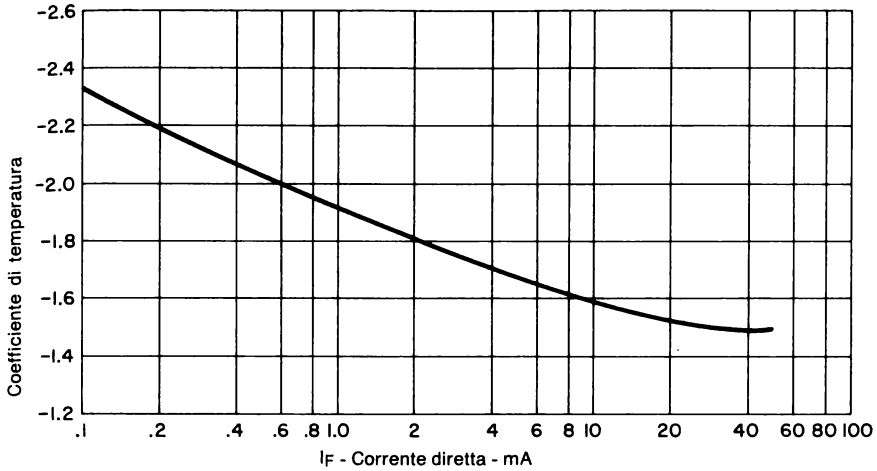


Figura 2.16 — Coefficiente di temperatura della tensione di caduta diretta di un IRED

La stabilità e la possibilità di previsione della caduta di tensione diretta dell'IRED si prestano a diverse applicazioni che comportano tensioni di soglia (come l'H11A10) e ritardi temporali. Il funzionamento a soglia si ottiene mettendo in parallelo all'IRED una resistenza tale che non si possa raggiungere V_F fino a che la corrente d'ingresso non raggiunga il valore di soglia desiderato per l'attivazione. Questo tipo di applicazione è descritto nei fogli dati dell'H11A10. L'attivazione con ritardo è ottenuta mettendo in parallelo al LED un condensatore, e serve per quelle applicazioni in cui si possono tollerare inneschi e disinneschi lenti. Nelle applicazioni con ritardo sensibili alla velocità, occorre valutare un compromesso costiprestazioni tra un ritardo all'ingresso ed uscita a trigger di Schmitt, e l'incorporazione del ritardo nello stesso circuito del trigger di Schmitt.

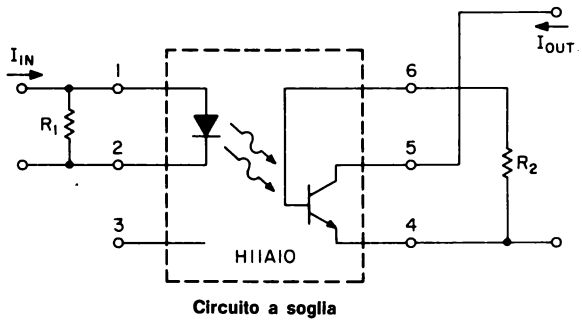
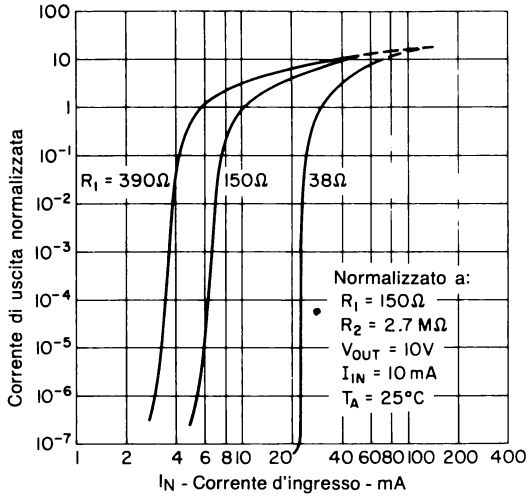
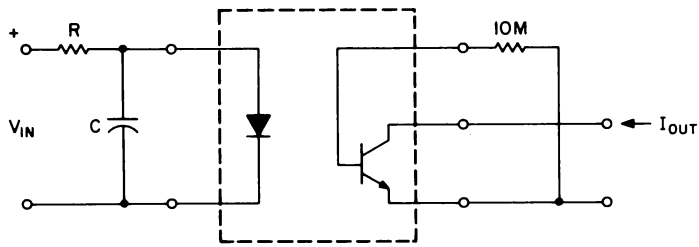


Figura 2.17 — Funzionamento a soglia di corrente di un accoppiatore ottico (segue).



Caratteristiche di trasferimento

Figura 2.17 — Funzionamento a soglia di corrente di un accoppiatore ottico (fine).



Ritardo tra l'applicazione di V_{IN} e l'inizio del passaggio di corrente I_{OUT}

$$td \approx RC \ln \frac{V_{IN}}{V_{IN} - 1.1}$$

Figura 2.18 — Funzionamento con ritardo di un optoaccoppiatore

La capacità d'ingresso è una funzione della tensione di polarizzazione e, per quanto il fatto sia generalmente ignorato, recenti notizie indicano che essa ha un effetto sul tempo d'innesco dell'IRED. Quando l'IRED è polarizzato direttamente, la

sua capacità aumenta. L'effetto della carica di questa crescente capacità ritarda la disponibilità della corrente necessaria a produrre la luce, e provoca una risposta più lenta di quanto ci si possa attendere. Nei dispositivi all'arseniuro di gallio prodotti con sistema epitassiale in fase liquida e drogati con silicio, questo effetto è avvertibile solo alle basse correnti di pilotaggio, mentre gli effetti di aumento del tempo dovuti alla durata di vita dei portatori di minoranza è predominante nella determinazione del tempo di innesco alle correnti di alcuni milliampere.

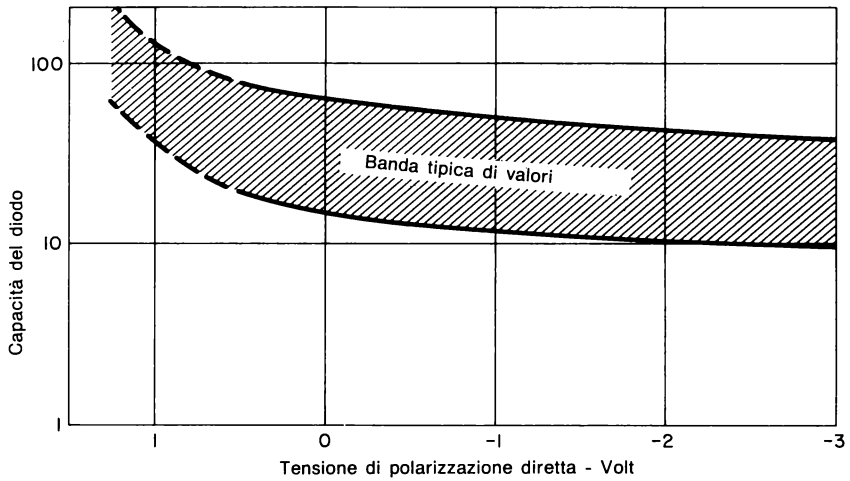
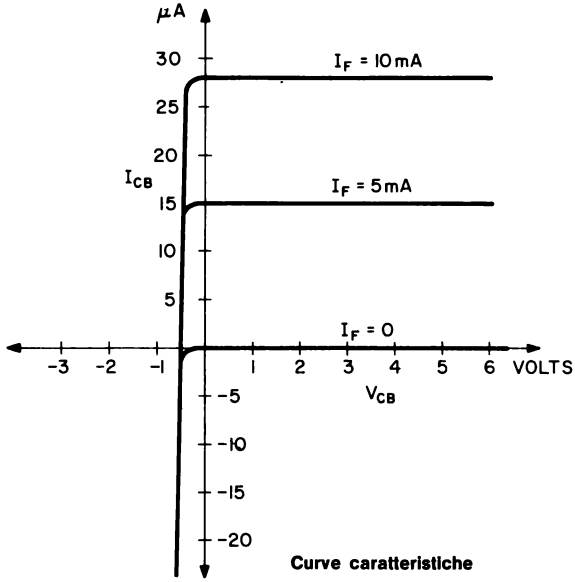


Figura 2.19 Capacità dell'IRED come funzione della tensione di polarizzazione

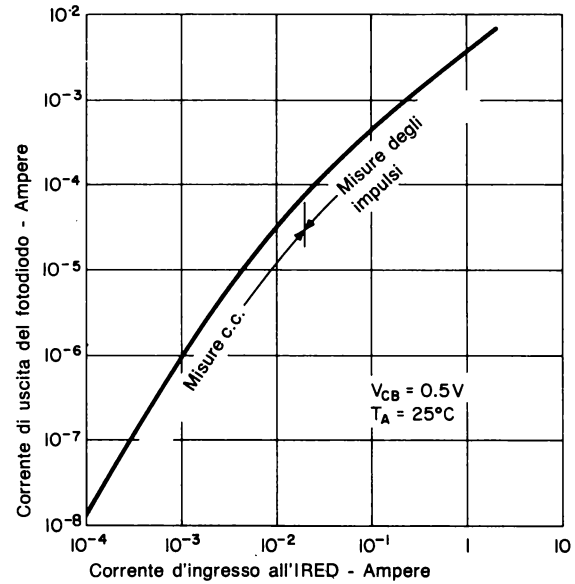
Per combattere entrambi gli effetti quando occorra un tempo di salita ottimizzato, la forma d'onda della corrente applicata all'ingresso dell'accoppiatore dovrebbe presentare un guizzo al bordo d'ingresso, del tipo prodotto da un circuito a scarica capacitiva.

b. Caratteristiche di trasferimento e di uscita

Il fattore determinante delle caratteristiche di trasferimento di un optoaccoppiatore è la risposta del fotodiodo alla luce prodotta dalla corrente d'ingresso. Sia negli accoppiatori a transistor che in quelli a Darlington, le caratteristiche del fotodiodo si presentano nel collegamento tra collettore e base, e possono essere misurate ed impiegate con facilità. Si noti che, per usare come fotodiodo il fotodarlington, l'emettitore della sezione d'uscita deve restare a circuito aperto e non collegato alla base, come si può fare con un singolo fototransistor usato in questo impiego. Questo perchè la base del transistor d'uscita non è elettricamente accessibile, e così, quando il Darlington ha la base e l'emettitore in cortocircuito tra loro, esso non funziona



Curve caratteristiche



Curve di trasferimento

Figura 2.20 — Caratteristiche di trasferimento tipiche di un optoaccoppiatore - Risposta del fotodiodo degli accoppiatori a fototransistor od a fotodarlington

da fotodiodo, ma come un fotodiodo collegato in parallelo con un fototransistor a basso rapporto di trasferimento di corrente (ossia il rapporto tra corrente d'uscita e corrente d'ingresso).

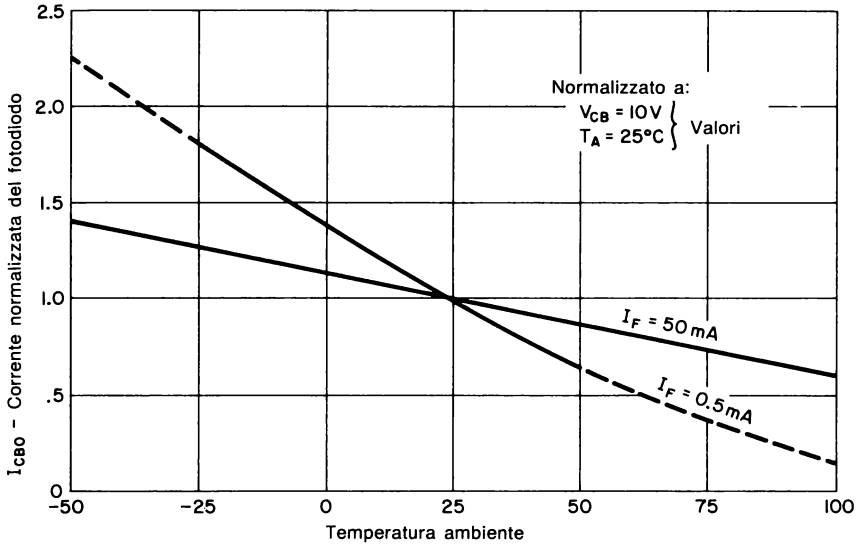


Figura 2.21 — Variazione con la temperatura delle caratteristiche di trasferimento del fotodiodo

Nell'accoppiatore ad SCR, la sezione PNP del dispositivo, che va dall'anodo al gate, viene attivata dal fotodiodo e può essere supervisionata ed utilizzata sia nel verso diretto che in quello opposto, come un commutatore simmetrico per basse correnti, a tensioni fino a 400 V.

Usando un transistor unigiunzione per inviare gli impulsi all'IRED, l'accoppiatore ad SCR polarizzato in questo modo avrà la possibilità di azionare dei triac e degli SCR in antiparallelo, senza che necessiti il ponte di raddrizzatori, con i suoi problemi concernenti il dv/dt di commutazione. Questo sistema è anche molto pratico per commutare e campionare segnali in c.c. ed in c.a. di basso livello, dato che lo scarto di tensione, causa primaria di distorsione, è praticamente nullo. I coefficienti di temperatura della risposta del fotodiodo e della risposta del pnp saranno entrambi negativi, in quanto sono tutti e due in rapporto con la luce incidente, e risentono quindi della diminuzione del rendimento dell'IRED con l'aumento della temperatura.

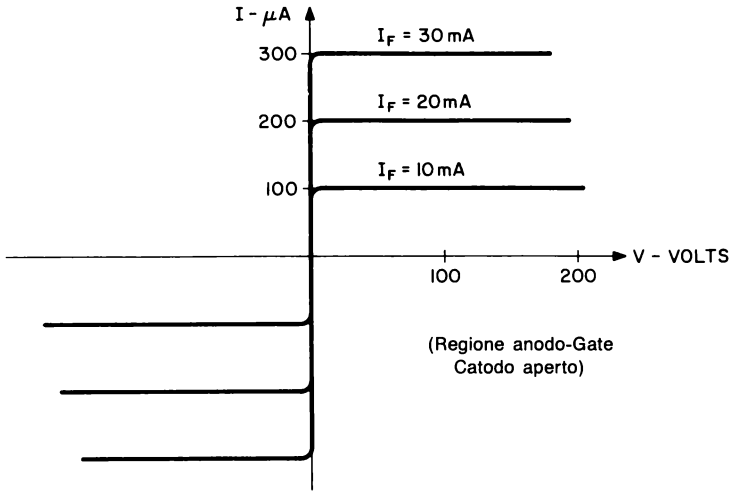


Figura 2.22 — Curve caratteristiche - Funzionamento da fototransistor PNP di un optoaccoppiatore SCR.

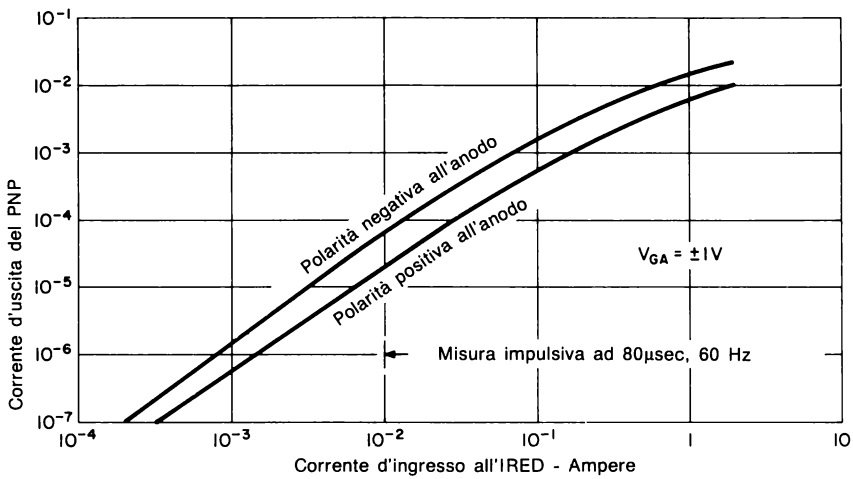


Figura 2.23 — Tipiche caratteristiche di trasferimento PNP dell'optoaccoppiatore SCR

c. Fototransistor

La risposta del fototransistor è il prodotto tra la corrente del fotodiodo ed il guadagno di corrente (h_{FE}, β) della sezione npn del transistor. La corrente del fotodiodo risente pochissimo della temperatura, della tensione e del livello della corrente, mentre il guadagno del transistor è influenzato da tutti questi fattori. Nel caso della variazione di temperatura, la variazione del guadagno ne sposta gli effetti sul rendimento dell'IRED, producendo un basso coefficiente di temperatura per il rapporto di trasferimento di corrente (CTR). A causa degli effetti della tensione e della corrente, il coefficiente di temperatura varierà con il livello della polarizzazione, come illustrato in figura. Poichè i diversi fabbricanti usano processi diversi nella produzione degli IRED e dei fototransistori, si trovano considerevoli differenze nei coefficienti di temperatura a bassa corrente nei prodotti di diversa origine.

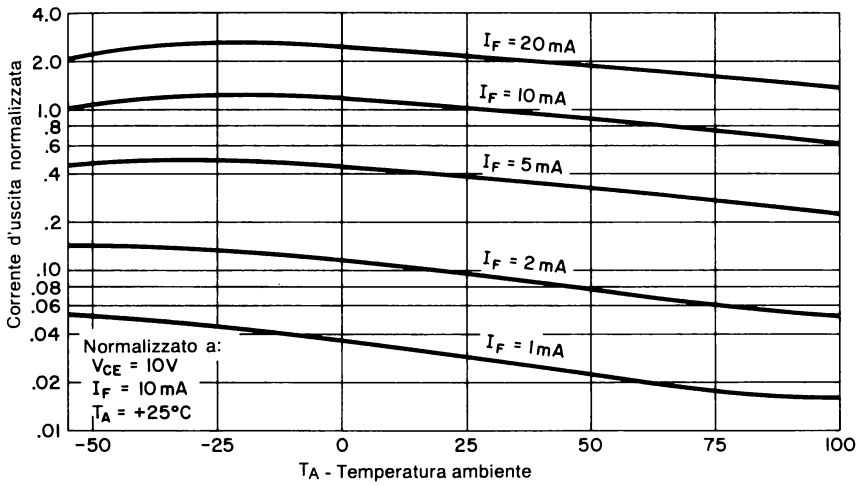


Figura 2.24 — Effetti della polarizzazione sul coefficiente di temperatura del CTR

La risposta dinamica del fototransistor mostra una predominanza della capacità del fotodiodo, che ha una superficie relativamente grande, della resistenza d'ingresso della giunzione base-emettitore del transistor e del guadagno in tensione del medesimo. A causa dell'effetto Miller, la costante di tempo R—C del fototransistor assume il valore del prodotto della resistenza d'ingresso per la capacità e per il guadagno di tensione. In questo caso viene raddoppiata la penale da pagare per avere un fototransistor di elevato guadagno. Gli alti guadagni aumentano il guadagno in tensione, e la resistenza d'ingresso, mentre viene diminuita la corrente di base. La

stessa doppia penalità appare quando si scelgono una minor corrente di funzionamento ed un'alta resistenza di carico. Questi effetti preparano una trappola al progettista imprudente quando per motivi di concorrenza si rivolge a fogli dati recanti valori dei tempi di commutazione riferiti a condizioni insolite di polarizzazione, mediante l'impiego di resistenze di carico a bassissimo valore, con variazioni del livello di tensione del segnale di frazioni di volt. Mentre questi dati dànno un'idea della effettiva funzionalità nel caso più generale, costringono anche il progettista a valutare ciascuna situazione particolare ed a ricorrere a volte a tecniche di sveltimento del progetto, tipo impedenza in parallelo tra base ed emettitore, polarizzazione in cascode del fototransistor, applicazione all'IRED di impulsi generati da scarica capacitiva, eccetera. La massima velocità viene ottenuta dal solo fotodiodo, polarizzato da un generatore di tensione molto stabile, con l'IRED alimentato da impulsi della massima corrente.

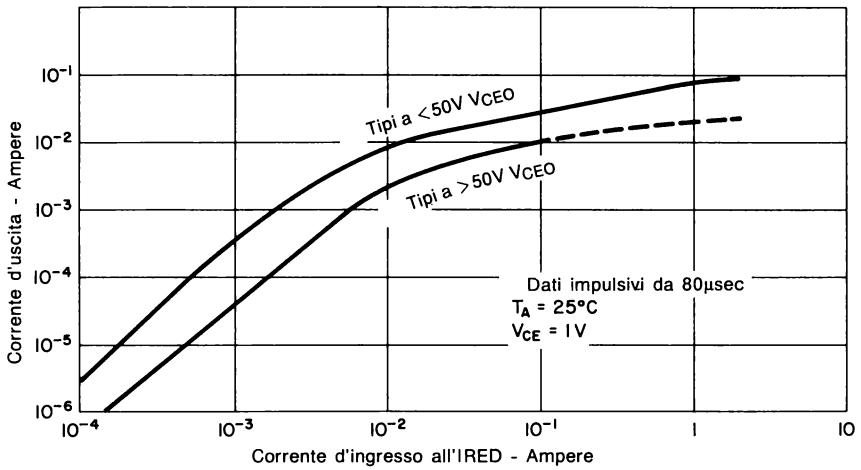
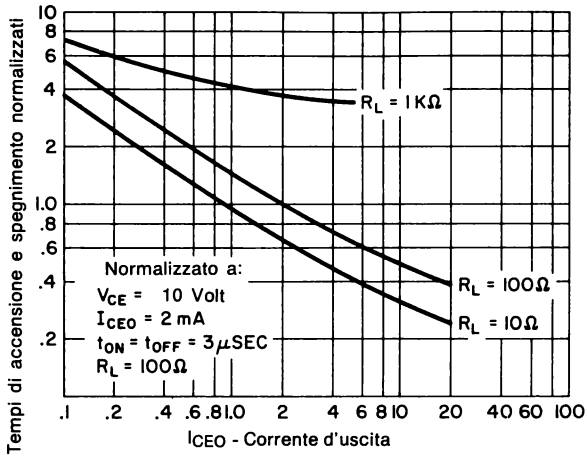


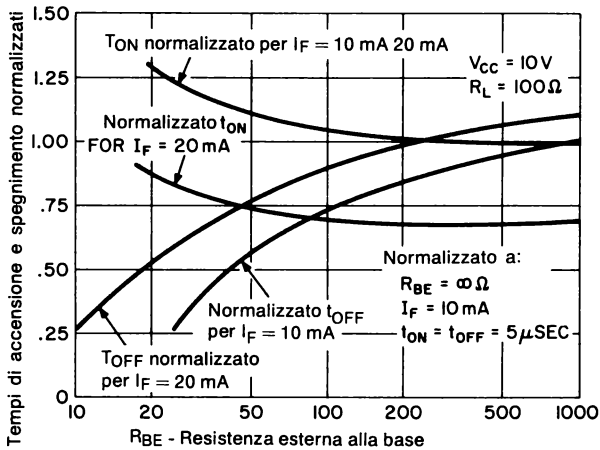
Figura 2.25 — Caratteristiche di trasferimento di un optoaccoppiatore a fototransistor.

In questo modo la risposta è dominata dalle proprietà intrinseche dell'IRED e del fotodiodo, e può scendere al di sotto degli 0,2 µsec. L'uso di una resistenza di carico sul fotodiodo richiede di dover caricare la capacità del fotodiodo stesso (25 pF a 0 V, valore tipico), con la costante di tempo R–C annessa.

La corrente di dispersione del fototransistor deve essere anch'essa presa in considerazione specialmente se la base non è collegata, se ci si attende un funzionamento a temperatura elevata e/o se si desidera un funzionamento a bassa corrente.



Tempo di commutazione rispetto alla corrente d'uscita



Tempo di commutazione rispetto a R_{BE}

Figura 2.26 — Effetti della polarizzazione sulla velocità di commutazione del fototransistor

La corrente di perdita del fotodiodo (normalmente sui 200 pA a 10 V ed a 25°C), aumenterà di circa 200 volte ad una temperatura di 100°C. Nella polarizzazione a base aperta, questa corrente deve essere moltiplicata per il beta, che aumenta anch'esso con la temperatura. Questa associazione di effetti aumenta il valore tipico di I_{CEO} (2nA a 10 V ed a 25°) fino a 4 μA a 10 V e 100°C (2000 volte). Vediamo qual è l'effet-

to su un circuito che funziona con una corrente del fototransistor di 100 μA, usando un dispositivo che presenta il limite massimo nominale delle perdite, 100 nA a 25°C, quando si verifica un aumento della temperatura ambiente. L'uso di una resistenza base-emettitore da 10 M potrebbe permettere il funzionamento normale di questo componente particolarmente mal riuscito, senza che si abbiano effetti notevoli sul CTR. Prima di prendere la decisione di funzionare a base aperta, occorre prendere in considerazione gli effetti delle perdite e gli effetti della velocità. Le maggiori tensioni di funzionamento, specie con l'accoppiatore munito di transistor ad alta tensione (200....300 V), e con una sollecitazione del dielettrico variabile con il tempo, allo scopo di aggiungere al pilotaggio di base la corrente capacitiva, sono elementi addizionali che potrebbero provocare effetti di perdita indesiderati.

d. Fotodarlington

Il fotodarlington aggiunge all'accoppiatore a fototransistor i vantaggi del guadagno di uno stadio supplementare a transistor. Le variazioni del CTR, del suo coefficiente di temperatura, della corrente di perdita e della velocità di commutazione vengono derivate facilmente dalle formule riguardanti la coppia fotodiodo-fototransistor, e quindi non scenderemo nei particolari. Verranno esaminate invece le due maggiori aree di impiego che sono interessanti per l'optoaccoppiatore a fotodarlington: si tratta di impieghi a basse correnti d'ingresso ed ad altissime correnti di uscita, che verranno presi in considerazione dal punto di vista delle caratteristiche dei componenti e delle loro interazioni con le prestazioni pratiche.

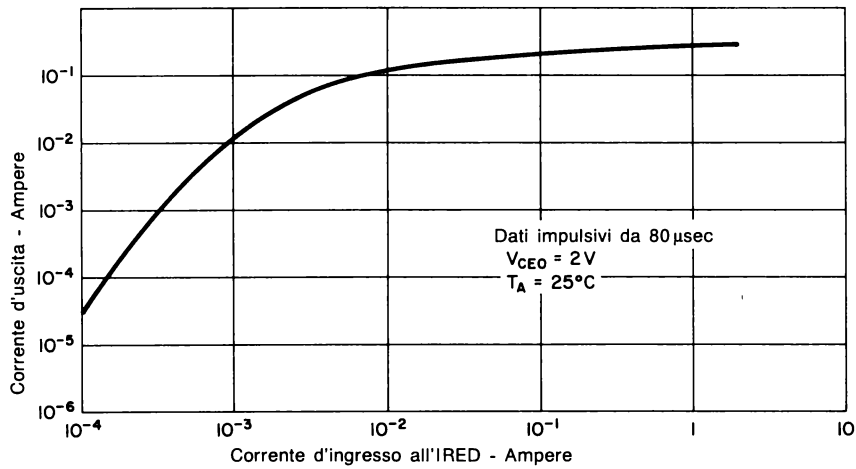


Figura 2.27 — Caratteristiche di trasferimento di un optoaccoppiatore a fotodarlington.

L'elevato guadagno del Darlington permette di ottenere correnti di uscita utilizzabili, pur disponendo all'ingresso di correnti molto basse (fino a 0,5 mA). Sia il guada-

gno di corrente che il rendimento dell'IRED, calano molto rapidamente con il diminuire della corrente, come già descritto nel capitolo riguardante i sistemi emettitore-rivelatore. Questi effetti mostrano che, per livelli di corrente d'ingresso molto bassi, ossia al di sotto dei 100....500 μA, si avranno prestazioni migliorate nel rapporto tra corrente d'ingresso e corrente di perdita, usando l'accoppiatore a fototransistor (per quanto si debbano fare degli sforzi per ottenere prestazioni anche solo soddisfacenti, a tali basse correnti d'ingresso, per qualsiasi tipo di componente in uscita). Questo definisce quindi la regione del funzionamento a bassa corrente, all'incirca tra 0,3 mA e 3 mA di corrente d'ingresso, e la regione di funzionamento ad alta corrente di uscita per valori della corrente d'ingresso maggiori di 3 mA; per esempio quando le correnti d'uscita sono dell'ordine delle decine e delle centinaia di mA.

Il funzionamento nella regione delle basse correnti d'ingresso con un optoaccoppiatore munito di uscita a fotodarlington, procura correnti di uscita minime che vanno da 0,1 mA a 10 mA a 25°C. Le correnti di perdita ad alta temperatura (I_{CEO}) possono anch'esse stare in questo campo, e l'aumento della corrente d'uscita con la temperatura non si avvicina all'aumento della corrente di perdita. Questo effetto evidenzia il bisogno di una resistenza tra base ed emettitore in quei circuiti che debbano funzionare ad alte temperature. Il valore che si sceglie per questa resistenza costituirà una soluzione di compromesso tra il minimo effetto sulla corrente d'uscita, il massimo effetto sulla corrente di perdita, e la scelta di un valore resistivo disponibile in commercio. Risulta di solito da questo compromesso, l'impiego di una resistenza da 22 M, lasciando al progettista del circuito l'alternativa tra ottenere a fatica qualche piccolo aumento del pilotaggio dell'IRED, oppure ricorrere a valori resistivi non unificati od a resistenze collegate in serie. Considerando la risposta del fotodiodo, ed osservando che V_{BE} può essere di 1,3 V, la resistenza da 22 M elimina la risposta di un componente normale alle correnti d'ingresso inferiori ad 1/4 di mA, il che rende naturale almeno il tentativo di guadagnare il più possibile sulla corrente d'ingresso. Tutto questo mette in evidenza anche un altro motivo per usare un accoppiatore con uscita a transistor in molte applicazioni a bassa corrente d'ingresso. Alle basse temperature, questi fenomeni aumentano l'interesse per il Darlington: la corrente di perdita diminuisce, rendendo inutile la resistenza tra base ed emettitore; il rendimento dell'IRED aumenta ed il guadagno del Darlington diminuisce, fornendo un'uscita che è funzione più delle caratteristiche d'ingresso che di quelle di uscita del componente.

Le velocità di commutazione per la regione delle basse correnti di polarizzazione d'ingresso, sono piuttosto ridotte, e sono ancora diminuite dagli elevati valori della resistenza di carico, che si usano per queste polarizzazioni. Si riferiscono alcune condizioni di polarizzazione da usare nei casi in cui il fotodarlington non sarebbe in grado di commutare (dalla piena saturazione alla piena interdizione) ad una frequenza di ripetizione degli impulsi di 60 Hz. La cosa più importante da notare è che gli effetti dinamici, come illustrato, esistono, e di essi occorre tener conto nei primi momenti del progetto e della realizzazione di un circuito.

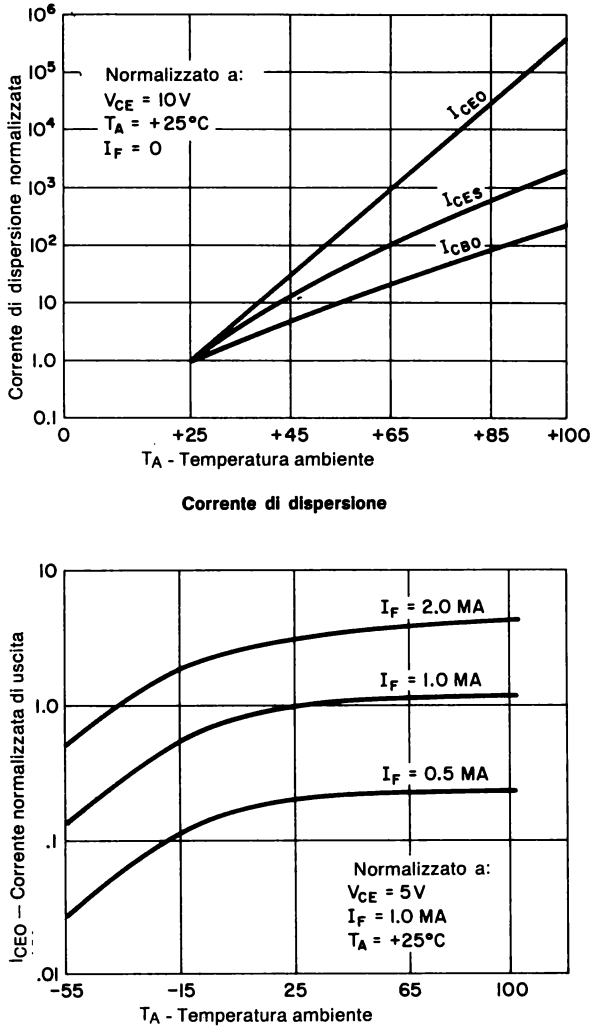


Figura 2.28 — Effetti della temperatura sull'uscita di un fotodarlington

Il funzionamento dell'optoaccoppiatore a fotodarlington con alte correnti di uscita presenta alcune anomalie. La dispersione e gli effetti dinamici e della temperatura sono inferiori, sia in proporzione che in assoluto, grazie alle scelte di polarizzazioni normali. Le correnti hanno una tale ampiezza che, come nei transistori per segnali,

la dissipazione di potenza può venire alla ribalta nel pilotaggio di carichi a bassa impedenza come solenoidi e lampadine. La resistenza di saturazione e la tensione di off-set sono i principali fattori che regolano la dissipazione di potenza in quelle applicazioni. I valori tipici della resistenza di saturazione, fino ad una corrente I_C = 100 mA, si trovano in un campo che va da 4 ad 8 ohm. Una tensione di offset tipica può essere approssimata dalla tensione di saturazione con corrente di collettore di 10 mA; il suo valore andrà da 0,8 ad 1,1 V. La dissipazione di potenza nel fotodarlington saturato si può ora calcolare con la:

$$P_d \approx I_C \ (V_{OFFSET} + I_C R_{SATURAZIONE})$$

Per carichi permanenti questo valore corrisponderà ad una corrente massima di collettore di circa 100 mA, per restare entro la potenza massima dissipabile di 150 mW. Nelle applicazioni impulsive, la caduta del guadagno nel fotodarlington con l'aumentare della corrente, ne limita l'impiego a correnti di collettore superiori a 250 mA. A causa della resistenza di saturazione e dell'aumento del guadagno

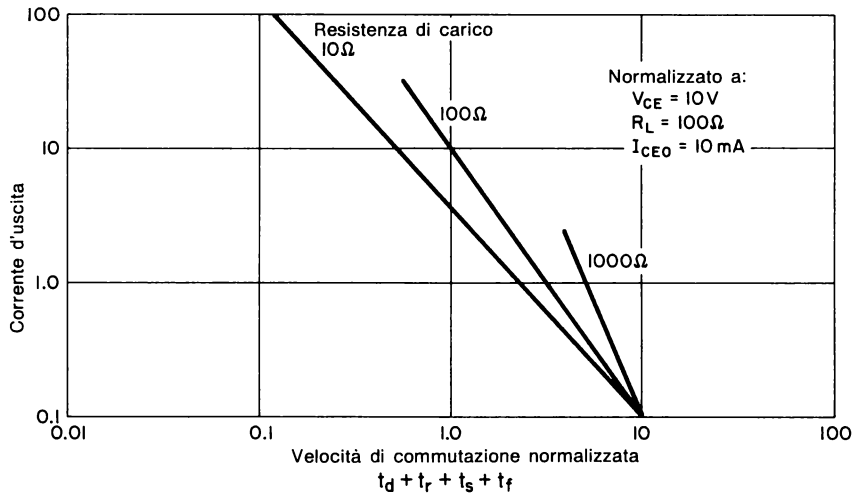


Figura 2.29 — Velocità di commutazione di un fotodarlington in funzione della polarizzazione

con la temperatura, mentre la tensione di offset diminuisce, l'effetto dominante dipenderà dalla corrente di collettore, dal valore della corrente di ingresso e dalla temperatura della giunzione del transistor. Nel funzionamento ad impulsi con cor-

renti elevate, gli effetti di autoriscaldamento (che nell'IRED riducono il rendimento e nel Darlington aumentano la resistenza di saturazione) possono provocare la salita della tensione di saturazione nel tempo di durata dell'impulso.

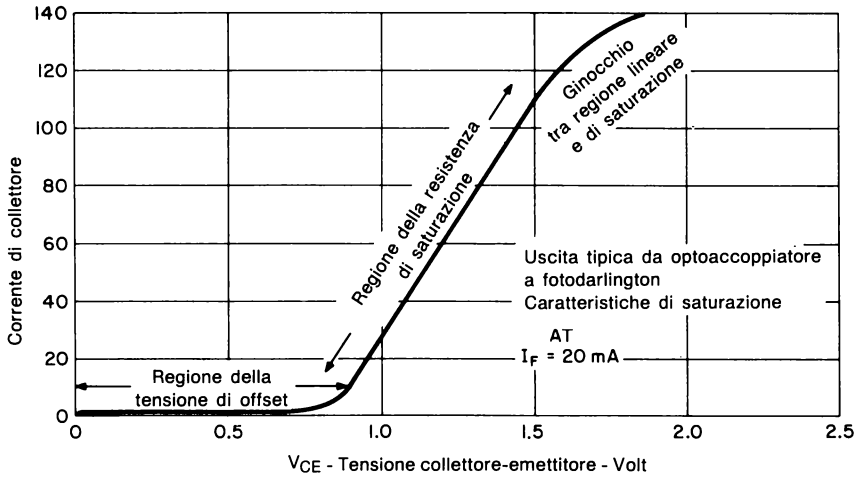


Figura 2.30 — Caratteristiche di saturazione di un optoaccoppiatore a fotodarlington

e. Foto SCR

L'optoaccoppiatore a foto SCR é diverso dagli altri componenti di questa famiglia per il rivelatore, e quest'ultimo differisce anche, come già detto, dagli altri SCR. La differenza dagli altri SCR dipende dal bassissimo pilotaggio di gate che risulta disponibile dal rivelatore. Questo basso pilotaggio richiede una struttura di gate molto sensibile mentre i vincoli di applicazione richiedono un SCR con la possibilità di funzionare alle tensioni di rete c.a. di 120-240 V, montato in uno schema a ponte per onda intera. Queste necessità contrastano tra loro e richiedono un attento controllo del progetto, del trattamento e dell'applicazione del chip SCR. Il successo dell'H11C si deve attribuire alla superiore tecnologia GE negli SCR, negli IRED e negli optoaccoppiatori applicati tutti insieme con successo. Occorre pure che il progettista di circuiti consideri il compromesso tra la sensibilità ottica e quella alla dv/dt, e gli effetti della temperatura uniti ad altri effetti indesiderabili. Tutto questo mette anche a confronto il progettista con un effetto nuovo, la dv/dt dell'accoppiamento, dovuta al rapido aumento della tensione alle due facce del dielettrico, che fornisce per via capacitiva una corrente di trigger all'SCR. A causa della costruzione fisica dell'accoppiatore, questo inconveniente potrà succedere qualunque sia la polarità della sollecitazione, per quanto ci si possa aspettare una maggior sensibilità quando é il lato

dell'IRED ad essere positivo. Questi effetti non sono così formidabili come ci si potrebbe aspettare, dato che le basse correnti di funzionamento dell'SCR rendono le tecniche di protezione identiche, sia nel sistema che nei valori tipici, a quelle richieste nelle più comuni applicazioni dell'SCR. La capacità dell'SCR di passare una corrente impulsiva é superba, il che lo rende ideale per la scarica di condensatori e per impieghi di innesco (triggering). L'isolamento completo dell'ingresso e dell'uscita permette collegamenti in antiparallelo ed in serie che non richiedono circuiti supplementari complicati. Questo facilita il controllo della c.a. ad onda intera, l'innesco in successione di parecchi SCR per le alte tensioni, gli schemi trifasi ed il progetto di alimentatori isolati. L'accoppiatore della serie H74C può funzionare su carichi in c.a. a 120/220 V, con segnali di ingresso provenienti direttamente da una logica TTL.

Una conoscenza dei parametri di innesco dell'SCR permette di effettuare un progetto analitico dei circuiti. L'SCR deve essere innescato per effetto di I_{FT}, la corrente che passa attraverso l'IRED: questo é il principale parametro ed é approssimato alla corrente necessaria per accrescere a sufficienza la corrente nel rivelatore da provocare una caduta di tensione tipo diodo ai capi della resistenza gate-catodo (R_{GK}). Da questo si deduce la relazione che intercorre tra I_{FT} ed R_{GK} nel senso che, tanto maggiore é R_{GK} tanto minore sarà I_{FT}.

Dato che R_{GK} si trova anche in parallelo alle correnti generate per dispersione, alle tensioni rapidamente crescenti ai capi della giunzione o della capacità di isolamento ed alla carica immagazzinata durante il disinnesco, risulta ovvio che esiste una correlazione tra la sensibilità all'innesto ottico e la sensibilità agli inneschi indesiderati e la possibilità di disinnesco. Il disinnesco é in relazione con la corrente di mantenimento I_H, ossia con la minima corrente anodica che manterrà in conduzione l'SCR. Dato che normalmente si desidera avere l'innesco dell'SCR con la minima corrente nell'IRED, e che l'SCR resti completamente immune al dv/dt ed agli altri effetti estranei, e tuttavia si vuole un disinnesco affidabile e rapido, la scelta di una R_{GK} fissa risulta frutto di un compromesso. L'uso di componenti attivi al posto di R_{GK} od in aggiunta ad essa potrà produrre ottimi risultati complicando però lo schema. Il costo dei componenti circuitali potrà essere diminuito con queste tecniche, in quanto é ammesso l'uso di accoppiatori meno costosi, di un pilotaggio meno rigoroso e di circuiti smorzatori. Nella figura che segue sono illustrati tre esempi di questo tipo di polarizzazione di gate.

Il condensatore di gate é la soluzione più semplice, ma influisce solo sulla risposta dinamica, ed é di impiego limitato in c.c. o per la tensione di rete raddrizzata ad onda intera. La commutazione a tensione zero é la più efficace in quanto produce un cortocircuito virtuale tra gate e catodo quando la tensione anodica supera il valore di circa 7 V. Alle basse tensioni, l'SCR é abbastanza immune alla maggior parte degli effetti suddetti e ad essi é relativamente immune anche la sensibilità dell'innesco ottico. Questo schema é limitato alle applicazioni dove la commutazione a tensione zero é compatibile con le prestazioni richieste. Il metodo di polarizzazione inversa del gate é generalmente applicabile ad un maggior numero di schemi, e permette una prestazione vantaggiosa di più del doppio rispetto alla semplice resistenza. Si

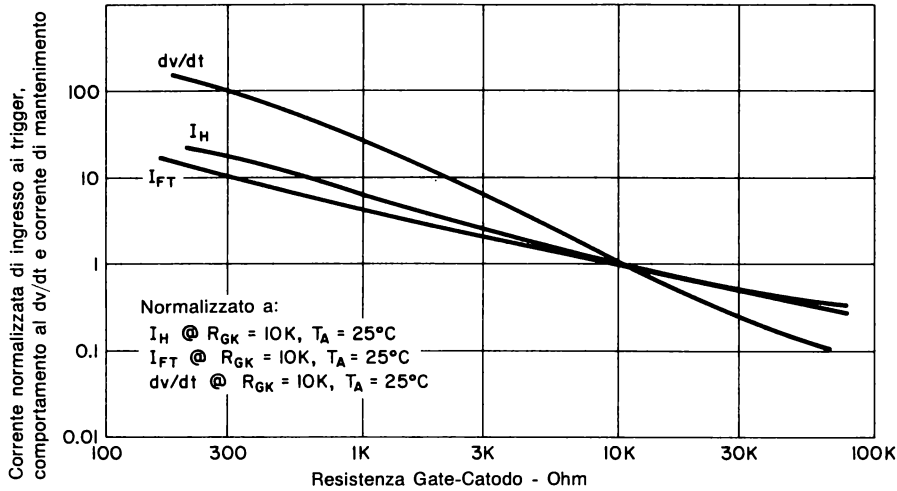
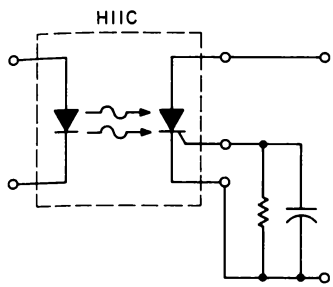


Figura 2.31 — Effetto di R_{GK} su I_{FT}, dv/dt, ed I_H di un optoaccoppiatore a foto SCR

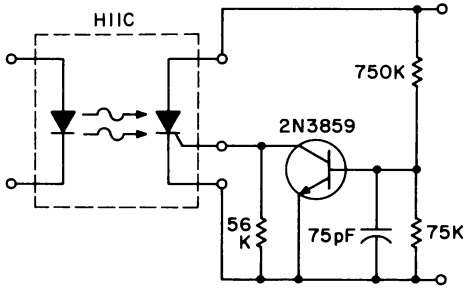
ha pure un miglioramento del tempo di disinnesco, ed il metodo è particolarmente vantaggioso quando l'SCR viene usato con generatori che producono una corrente raddrizzata ad onda intera. Quando si usino resistenze gate-catodo superiori ai 10 k, la possibilità di funzionamento ad alte temperature dell'SCR verrà compromessa se non si useranno dei circuiti che si comportino come quelli prima nominati. Le alte temperature alla giunzione dipendono sia dalla temperatura ambiente che dalla dissipazione di potenza che si ha per le correnti elevate, e così si ritorna alla necessità di un compromesso tra il valore della corrente d'ingresso e la semplicità dello schema. Per il massimo delle prestazioni si combineranno le due tecniche in un unico schema, ma ancora una volta l'impiego sarà limitato alla commutazione a tensione zero. Se per l'IRED risultano disponibili correnti di pilotaggio molto basse, e non occorre un preciso controllo della fase, la corrente d'ingresso potrà essere accumulata in un condensatore che verrà periodicamente scaricato attraverso l'IRED.

Un circuito a transistor unigiunzione programmabile, che faccia uso di un condensatore da 0,2 μF caricato ad 8 V e scaricato ad intervalli di 1 msec, assorbe meno di 2 mA ed attiverà un H11C1 con una R_{GK} di 1 kΩ. Altri metodi per aggirare la compromissione della sensibilità, verranno senza dubbio in mente al progettista dei circuiti, e questi si dimostreranno di maggiori prestazioni, di minor costo, od uniranno entrambi i vantaggi. Per aiutare l'analisi degli effetti dinamici, si attribuiscono al fotoaccoppiatore H11C dei valori tipici della capacità anodo-gate (25 pF) e di quella gate-catodo (350 pF), mentre la caduta tipica sul diodo gate-catodo è di circa 0,5 V, con un coefficiente di temperatura di circa 2 mV/°C.

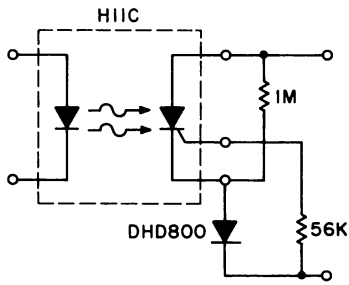
L'uso del fotoaccoppiatore ad SCR nei circuiti in c.c. non presenta nuovi problemi. La stabilità in c.c. delle pastiglie G.E. per SCR passivate con vetro è eccellente,



Condensatore di Gate



Commutazione a tensione zero



Polarizzazione inversa di Gate

Figura 2.32 — Metodi impiegati per ottimizzare l'effetto di R_{GK}

e si è dimostrata tale sia in prove di laboratorio che nell'impiego industriale, per tensioni che arrivano fino a 400 V. I circuiti di commutazione o gli altri circuiti di spegnimento sono identici a quelli presentati nel manuale G.E. sugli SCR e, per calcolare i valori dei componenti del circuito di commutazione, si fa uso di un tempo massimo di disinnesco di 100 µsec. La prestazione a regime impulsivo dell'uscita del fotoaccoppiatore ad SCR tipo H11C, è stabilita in 10 A per 100µsec. La prestazione a regime impulsivo dell'uscita del fotoaccoppiatore ad SCR tipo H11C, è stabilita in 10 A per 100 µsec. Insieme alla di/dt di 50 A/µsec., l'elevata corrente impulsiva permetterà un eccellente servizio di scarica dei condensatori (la di/dt indica la massima velocità di aumento della corrente che passa per l'SCR, fino all'innesco completo, evitando i dannosi effetti dell'addensamento della corrente). Per applicazioni impulsive generiche, la dissipazione di potenza può essere calcolata ed usata in combina-

zione con la durata dell'impulso, la resistenza termica ai transistori e la temperatura ambiente, per determinare la temperatura massima della giunzione, in quanto questa forma il limite assoluto della corrente ammessa sia in regime impulsivo che stazionario. Una spiegazione più completa di questo metodo per determinare le prestazioni, si potrà trovare nel manuale SCR della G.E. e nel materiale bibliografico ivi citato.

CAPITOLO 3

AFFIDABILITÀ DEI COMPONENTI OPTOELETTRONICI

A. SOMMARIO DEI RISULTATI DELLE PROVE

Il progettista dovrà essere ben conscio dell'affidabilità prevista per i diversi componenti usati. In questo modo si potrà conseguire la riduzione dei costi per la durata utile, come possono essere i costi di garanzia, di riparazione e di fermata, con un accorto impiego di questi componenti. Il costruttore deve anche fissare quali siano le prestazioni dei componenti che produce. Queste informazioni vengono ricavate dal fabbricante eseguendo delle sequenze di prove normalizzate su campioni della produzione. Molte di queste prove si svolgono alle sollecitazioni massime od al di sopra di queste, per favorire la previsione dell'affidabilità del prodotto in condizioni di invecchiamento accelerato. Queste prove possono fornire le informazioni occorrenti al progettista, ma si deve tuttavia prendere in considerazione la severità delle condizioni di prova rispetto a quelle di esercizio. L'estrapolazione dei risultati di queste severe prove ai livelli dell'impiego normale, costituisce ancora una sfida per il progettista, sfida che però è mitigata dalla disponibilità di informazioni che permettono la valutazione dei fattori acceleranti, ossia dell'aumento della percentuale di guasti, provocati dall'aumento dei livelli di sollecitazione, sia in tensione che in corrente ed in temperatura. L'applicazione di questi fattori di accelerazione ai dati permette l'impiego delle tecniche progettuali per il caso più sfortunato per determinare la vita prevista di un'apparecchiatura elettronica. Esistono varie fonti che documentano le valutazioni di questi fattori di accelerazione, ma una delle più diffuse è la MIL-HDBK-217B*. I dati che seguono non vogliono definire le percentuali di guasto come funzione della sollecitazione, ma elencano soltanto i risultati osservati. Si raccomanda la consultazione di queste fonti di informazione, come la MIL-HDBK-217B, quando si vuole valutare l'affidabilità delle apparecchiature a partire da questi od al-

* MIL-HDBK-217B, manuale di normalizzazione militare, previsioni di affidabilità delle apparecchiature elettroniche.

tri dati riguardanti i risultati delle prove di affidabilità.

Le tabelle che seguono riassumono le relazioni periodiche edite dalla G.E. (SPD quality control) e riguardanti i prodotti optoelettronici. Con l'apparizione dei nuovi prodotti e con l'evolversi dei processi di fabbricazione e delle procedure di prova, varia l'applicazione dei dati forniti in passato per la previsione dell'affidabilità. Quindi i dati qui presentati rappresentano un'«istantanea» dei dati che si presumono applicabili ai prodotti attuali e nell'immediato futuro prevedibile. Un capitolo separato tratterà della diminuzione dell'erogazione luminosa dell'IRED con l'invecchiamento, un fenomeno che si nota in tutti i diodi fotoluminescenti, sia dal punto di vista dell'elencazione dei dati osservati che da quello della predizione delle risposte della maggioranza degli elementi alle sollecitazioni prevedibili.

Ciascun tipo di sollecitazione controlla una prestazione diversa del componente. Per gli emettitori ed i rivelatori, la prova di durata operativa sollecita meccanismi attivati dalla corrente, dalla tensione e dalla potenza. Essa è l'unica prova che si è dimostrata capace di attivare la diminuzione dell'emissione dell'IRED, per cui nel corso di prove eseguite facendo passare corrente negli IRED, vengono tabellate le prestazioni secondo un criterio di degradazione. La prova di conservazione a temperatura elevata verifica la stabilità e la resistenza ai meccanismi attivati dal calore, come la corrosione provocata dall'inquinamento ambientale. Le prove in ambiente umido verificano la capacità dell'involucro a tener fuori gli agenti contaminanti, ed anche la sua resistenza alla corrosione attivata dall'umidità ed i problemi di infiltrazione superficiale. Variazioni cicliche della temperatura provocano tensioni meccaniche nei componenti formati da materiali con diversi coefficienti di dilatazione termica, e le parti termicamente disadattate possono rompersi o per lo meno essere sottoposte ad affaticamento termico. Questo è attualmente un problema che riguarda i componenti optoelettronici incapsulati con resine epossidiche trasparenti, quando siano sottoposti ad ampie e frequenti variazioni termiche: questo è dovuto all'elevato coefficiente di dilatazione della resina epossidica non caricata. Poiché l'obiettivo del programma di prove è di ottenere il massimo numero di informazioni nel tempo più breve, e dato che la prova a fatica termica ha una fortissima accelerazione delle variazioni di temperatura, queste prove sono condotte fino ai limiti definiti dall'attivazione di meccanismi di deterioramento invalidante, oppure al di là delle normali possibilità delle apparecchiature di prova, senza tener conto delle prestazioni massime ammesse. Si noti che tutti gli IRED ad alto rendimento hanno un rivestimento antiriflettente il quale, se non viene attentamente scelto e controllato, può avere un effetto deleterio sulla prestazione alle variazioni prolungate di temperatura. Qui di seguito sono illustrati i risultati di prove cicliche di temperatura standard a 100 cicli, ed i risultati di prove prolungate fino a 200 e 500 cicli: non risulta un'evidenza di fatica termica. Questo va a tutto merito del progetto meccanico degli IRED ermetici G.E.. Sugli IRED ermetici non sono state eseguite le prove di sollecitazione meccanica, dato che essi contengono all'interno un solo collegamento volante, e quindi essi dovrebbero avere un tasso di guasti pari alla metà di quello dei transistori che ne hanno due.

Tipo del dispositivo	Condizioni di sollecitazione	Quantità provata	Totale ore disposit.	Tasso di guasto nella migliore delle ipotesi★
Ermetici IRED	Durata funzionale	267	267,000	0.26%/10^3 ore
• **Serie LED55**	I_F = 100mA 25			0.26%/10^3 ore +
• **Serie LED56**	Durata di magazzinaggio	80	80,000	2.2%/10^3 ore
• **Serie 1N6264 1N6266**	T = 200°C			
	Ciclo termico* -65° C a +200°C	414	86,100~	0.42%/100~
Rivelatori ermetici	Durata funzionale	75	75,000	0.95%/10^3 ore
• **Serie L14F**	Pd = 300mW			
• **Serie L14G**	Durata di immagazzinamento	75	75,000	0.95%/10^3 ore
	T = 200°C			
	Ciclo termico -65°C a +200°C	75	7,500~	0.95%/100~
	Sequenza meccanica Caduta 1.5 Kg Centrifugazione 20 Kg Vibrazione 20 G	75	N.A.	Niente guasti
Rivelatori in plastica	Durata funzionale	250	250,000	0.69%/10^3 ore
• **Serie 2N5777**	Pd = 200mW			
• **Serie L14D**	Durata di immagazzinamento	249	249,000	0.69%/10^3 ore
• **Serie L14H**	T = 100°C			
	Durata di immagazzinamento	238	238,000	0.33%/10^3 ore
	T = 125°C*			
	Conservazione in ambiente umido	249	249,000	0.28%/10^3 ore
	T = 40°C, 90% R.H.			

Note

★ Stima del tasso di guasto catastrofico rispetto al livello di affidabilità superiore del 50%.

\+ Rottura catastrofica e degradazione combinate fino ad un ΔP_{OUT} >50% tasso dei guasti stimato all'UCL del 50%.

* Condizioni di sollecitazione superiori alle massime nominali per il dispositivo.

Tabella 3-1 — Sommario delle prove di affidabilità — Emettitori e rivelatori

L'optoaccoppiatore è diverso dai soliti componenti a stato solido in quanto contiene due chip ed un mezzo trasparente, che aumentano la possibilità di guasti, rispetto ai componenti più semplici.

Tipo di uscita	Condizioni di sollecitazione	Quantità provata	Totale ore dispositivo	Tasso di guasti previsto
Foto Transistor • **Serie H11A** • **Serie 4N35** • **Serie 4N25**	Durata funzionale, T_A = 25°C P_{TRAN} = 300mW, I_F = 20mA Durata funzionale, T_A = 25°C P_{TRAN} = 300mW, I_F =60mA* Durata funzionale, T_A = 100°C P_{TRAN} = 0, I_F = 100mA*	90 151 325	90,000 367,000 54,600	0.78%/10^3 ore 0.19%/10^3 ore+ 0.46%/10^3 ore <0.001%/10^3 ore+ 0.86%/10^2 ore 0.12%/10^3 ore+
Fotodarlington • **Serie H11B** • **Serie 4N29**	Durata funzionale, T_A = 25°C P_{TRAN} = 300mW, I_F = 60mA	195	195,000	0.40%/10^3 ore 0.0026%/10^3 ore+
Foto SCR • **Serie H11C** • **Serie 4N39**	Durata di blocco alla C.C. di SCR V_D = Prestazione massima T_A = 100°C	104	104,000	0.75%/10^3 ore
Combinati	Conservazione 150°C	381	381,000	0.69%/10^3 ore
Combinati	Conservazione 100°C	109	109,000	0.72%/10^3 ore
Combinati	Magazzinaggio in ambiente umido T_A = 85°C 85% R.H.	333	333,000	0.21%/10^3 ore
Combinati	Ciclo termico -65°C a +150°C	709	70,900	0.15%/10~
Combinati	Nebbia Salina MIL-S-750/1041, 35°C	25	600	0.13%/ore

Note

★ Miglior tasso di guasto stimato al livello di affidabilità superiore del 50%.

\+ Tasso di guasto per sola degradazione ad un criterio di Δ CTR >50%. Questo valore è calcolato usando i fattori di accelerazione del successivo capitolo, fino ad un tempo equivalente ad un livello di sollecitazione a 55°C e dove $I_{FS} = I_{FM}$ ad un UCL del 50% (UCL = Upper confidence level = Livello di affidabilità superiore).

* prova accelerata, condizioni di polarizzazione superiori alle prestazioni nominali del dispositivo.

Tabella 3-2 — Sommario delle prove di affidabilità optoaccoppiatori GE DIP

Ognuno dei dispositivi di uscita ha alcune caratteristiche peculiari che richiedono particolari prove di sollecitazione. Per quanto gli IRED siano gli stessi per ciascuno dei due tipi di accoppiatore, la maggior parte del lavoro di valutazione degli IRED viene condotto sull'accoppiatore a transistor, a causa della minima variazione del CTR con la temperatura e la polarizzazione: in questo modo si ottiene una precisa valutazione delle prestazioni dell'IRED. Il controllo dei Darlington viene fatto con correnti nell'IRED estremamente basse, e quindi mostra il massimo tasso di diminuzione quando sia sollecitato a livelli identici (vedi per i particolari il capitolo successivo). L'accoppiatore con uscita ad SCR è soggetto alla possibile formazione di strati di inversione (canalizzazione), in quanto si tratta di semiconduttori ad elevata tensione di blocco. La sollecitazione ad alte tensioni di blocco ad alte temperature

(HTRB) provocherà un'accelerazione della possibilità di formazione degli strati di inversione, qualora esista questa possibilità. I risultati delle prove sono combinati per la durata di magazzinaggio ad alta temperatura, per le variazioni cicliche di temperatura, per le sollecitazioni alla nebbia salina, e tutte queste sono relativamente esenti da effetti sui dispositivi di uscita. Sono inoltre presentati i risultati delle prove di durata, per mostrare i criteri di guasto per rottura catastrofica e per deterioramento graduale dell'emissione dell'IRED. I risultati di queste prove evidenziano la superiorità dell'isolamento brevettato in vetro usato dalla G.E., nonché dell'IRED a crescita epitassiale in fase liquida drogato con silicio e del progetto complessivo elettrico e meccanico. Si tratta di un optoaccoppiatore della migliore qualità sia dal punto di vista dell'affidabilità che delle prestazioni. Dal punto di vista della fabbricazione esso vanta un alto rendimento produttivo ed una grande facilità di montaggio, fornendo queste qualità ad un prezzo concorrenziale.

Nella valutazione di queste tabelle di affidabilità mediante i fattori di accelerazione che verranno forniti nel successivo capitolo, devono essere noti sia il riscaldamento dell'IRED a causa della potenza dissipata nel dispositivo di uscita, che il valore standard della polarizzazione. 5,45 W dissipati nel dispositivo di uscita equivalgono ad un aumento della temperatura ambiente, dal punto di vista dell'IRED, di 1°C. I valori standard del CTR per i fototransistori sono per la corrente $I_F = 10$ mA; per i fotodarlington, questa corrente è $I_F = 1$ mA.

B. PREVISIONI DI AFFIDABILITÀ PER I CIRCUITI CONTENENTI IRED

Si è parlato in precedenza del fenomeno della diminuzione dell'emissione luminosa degli IRED con il tempo di passaggio della corrente. Questo fatto presenta un dilemma al progettista che si accinge a prevedere margini adeguati per i valori della polarizzazione, a meno che egli non possa prevedere quale sia il valore minimo dell'emissione luminosa dell'IRED, al termine della durata prevista in sede di progetto per il suo apparecchio.

Basandosi sui risultati delle prove condotte in G.E. e sui dati comunicati dai clienti (quelli che sono stati tanto gentili da fornirci risultati di prove e relazioni) il centro applicazioni tecniche della G.E. ha sviluppato delle falserighe di progettazione che permettono di prevedere la prestazione dell'IRED alla fine della durata utile, e nel caso più sfortunato. Alla base di queste previsioni sta il comportamento osservato che ha il rapporto tra l'emissione luminosa dopo un certo periodo di funzionamento e quella iniziale. Le previsioni sono anche basate sull'osservazione che tutti i dispositivi non si comportano in modo identico nei riguardi di questo rapporto variabile con il tempo, ma esiste una distribuzione che presenta punti identificabili di decimo, cinquantesimo (mediano) e novantesimo percentile, ad ogni momento in cui venga calcolato il rapporto. L'uso di questo rapporto di decimo percentile (il 90% dei dispositivi sono migliori di questo) e la distribuzione dell'emissione luminosa (o del CTR per gli accoppiatori) al di sopra del valore minimo nominale, permette di usare come

ragionevole approssimazione del valore minimo alla fine della durata utile il prodotto dell'emissione minima nominale per il rapporto di decimo percentile previsto alla fine della vita utile. Per quanto questo non rappresenti il caso peggiore possibile, non si può trovare una correlazione tra il valore iniziale dell'emissione luminosa ed il suo tasso di decremento, per cui la percentuale di componenti che si prevede rimarranno al di sotto del numero ricavato dalla falsariga, si avvicinerà a zero. Si può notare che queste falserighe sono basate su campioni di discrete dimensioni, per quanto si possano ottenere risultati migliori aumentando la precisione e la risoluzione delle misure, nonché la consistenza dei campioni. Per rendere meno oscuro lo sviluppo della traccia, la discussione indicherà i passi da seguire nella definizione di queste falserighe di progetto, e come svilupparle nel procedere del lavoro.

T_A / I_{FS}	25°C	40°C	55°C	70°C	80°C	100°C
3mA	20 1000 Hr. 3mA					
5mA	20 1000 Hr. 1, 5mA					
10mA	16 1000 Hr. 1, 10mA					
20mA	27 500, 1000 Hr. 1, 5, 10, 20mA				108 1000 Hr. 10mA	
25mA	20 1500 Hr. 10mA	20 1500 Hr. 10mA	20 1500 Hr. 10mA	60 1500 Hr. 10mA		
50mA		20 1500 Hr. 10mA		40 1500 Hr. 10mA		
60mA	20 1000 Hr. 1, 5, 10, 20, 60mA				163 1000, 3000, 5000 Hr. 10mA	
75mA				20 1500 Hr. 10mA		
100mA	79 1K, 15K, 30K Hr. 1, 10, 100mA					90 168, 1500 Hr. 1, 10, 100mA

Questa tabella rappresenta circa 2,0 Milioni di ore di funzionamento/dispositivo, da parte di 625 optoaccoppiatori DIP ed IRED ermetici 111.

Tabella 3-3 — Sommario delle prove impiegate per ottenere le direttrici di progetto degli IRED.

Formato della presentazione dei dati

Dimensioni del campione
Durata della prova
Corrente I_{FM}

Quando si traccia una curva che mette in relazione la percentuale rispetto all'emissione luminosa iniziale (oppure al CTR negli accoppiatori) con il tempo di funzionamento dell'IRED, divengono evidenti due fenomeni. Si trova che il comportamento a lungo termine è una linea retta quando il rapporto è disegnato su una scala dei tempi logaritmica. Si è anche trovato che il comportamento a breve termine ha una pendenza meno accentuata di quella del comportamento a lungo termine, a parità di coordinate.

Questo effetto è chiarito dal fatto che la linea retta del lungo termine può essere estrapolata in direzione dello zero, e di solito incrocerà la linea del valore iniziale tra le 10 e le 100 ore.

Queste proprietà si combinano allo scopo di permettere di tracciare la risposta a partire da un «tempo iniziale virtuale», con la pendenza della linea stessa che passa per questo punto temporale.

Tutto questo è stato trattato in altra opera. I problemi che sorgono quando si vuole predire la risposta, sono la diversità delle condizioni di prova alle quali sono stati rilevati i dati riguardanti le sollecitazioni e le misure, e la dispersione dei dati nei punti di rilevazione. Si è compreso che la diminuzione della resa luminosa era accelerata sia dalle sollecitazioni più accentuate subite dagli IRED, ossia dalle maggiori correnti (I_{FS}) e/o temperature, che dal rilevamento dei risultati delle prove a livelli inferiori di corrente (I_{FM}). Sono ancora da definire dei precisi fattori di accelerazione, a causa della variabilità del comportamento da un lotto all'altro. Per

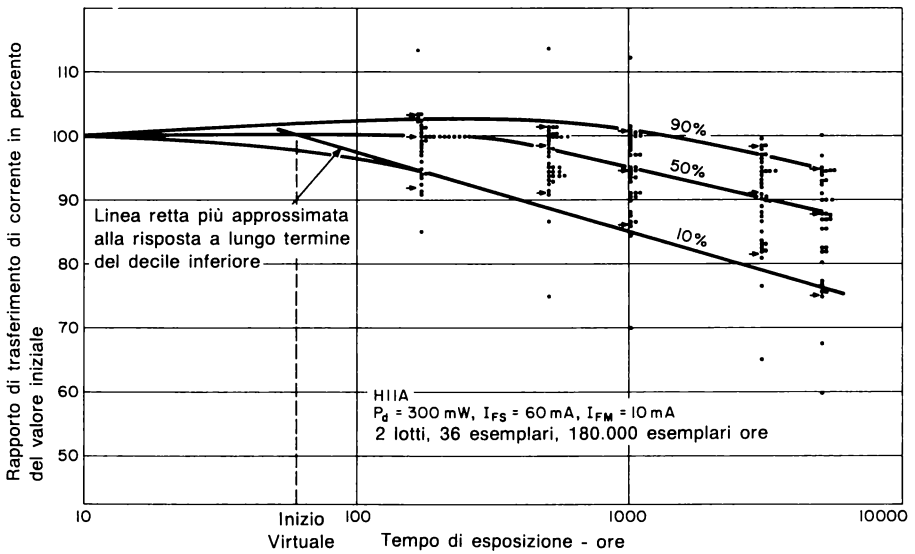


Figura 3.1 — Risultati delle prove di durata: illustrano i mutamenti osservati nell'uscita degli IRED con il passare del tempo di funzionamento.

fortuna si può soddisfare agli scopi del progetto circuitale con un modello di minor precisione, che abbia appunto il solo scopo di servire a questo impiego. Come già detto, per definire questo metodo rivolgeremo la nostra attenzione al decile inferiore della distribuzione ed alla sua variazione con il tempo.

Sorge naturalmente la questione dell'applicabilità di questa descrizione ai periodi di tempo che vanno oltre 1000...5000 ore, entro le quali si arrestano in maggioranza le prove. Per fortuna sono state portate a termine delle prove sugli IRED discreti per la durata di 30.000 ore. I risultati di queste prove dimostrano che nulla di imprevisto può accadere in tempi estremamente lunghi, come detto anche in precedenza. Questa è un'ulteriore prova della superiorità degli IRED G.E. drogati con silicio e con accrescimento epitassiale in fase liquida.

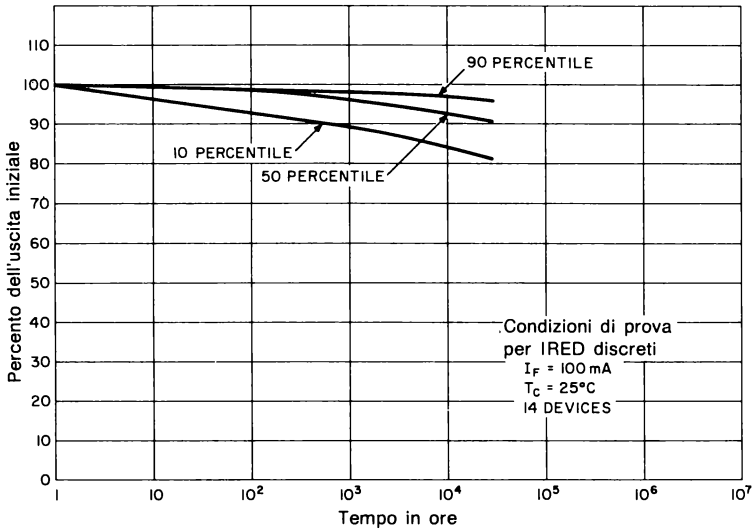


Figura 3.2 — Risultati delle prove di durata a lungo termine degli IRED.

Tracciando su di un unico grafico la risposta (la migliore linea retta) alle diverse condizioni di prova, si può facilmente notare l'accelerazione dovuta all'aumento della sollecitazione in corrente (I_{FS}). Maggiori temperature durante la sollecitazione provocano lo stesso effetto, e queste temperature si possono ottenere sia per aumento della temperatura ambiente che per autoriscaldamento (nel caso dell'accoppiatore, dissipando potenza nell'elemento d'uscita). Abbassando la corrente alla quale si misura l'emissione luminosa dell'IRED (I_{FM}), si produce ancora un'accelerazione del fenomeno ma, osservando i risultati di molte prove, risulta evidente che il fattore chiave per la definizione della pendenza, è oltre alla temperatura, il rapporto I_{FS}/I_{FM}.

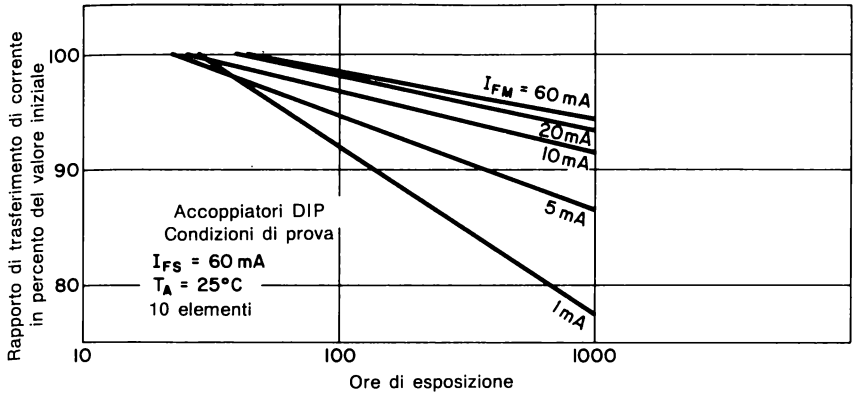


Figura 3.3 — Effetto della corrente di misura sulla pendenza.

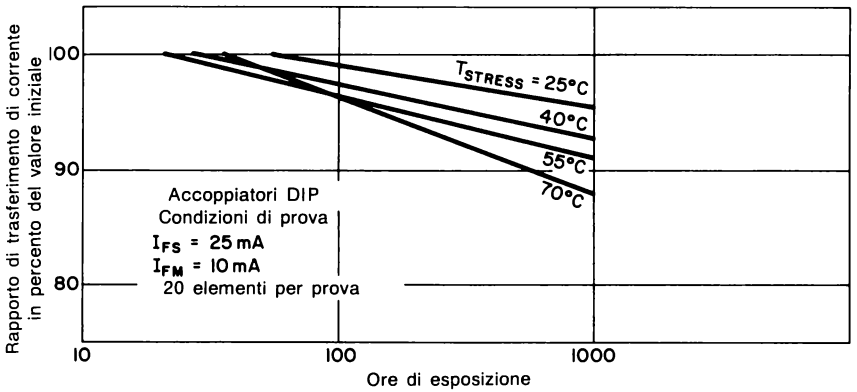


Figura 3.4 — Effetti della sollecitazione di temperatura sulla pendenza.

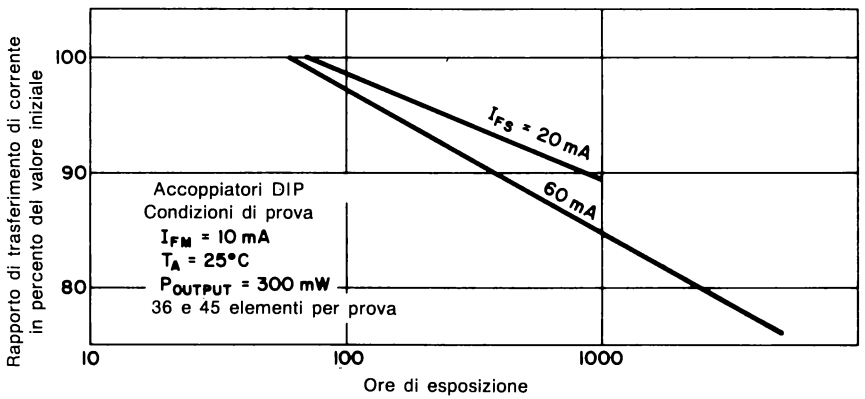
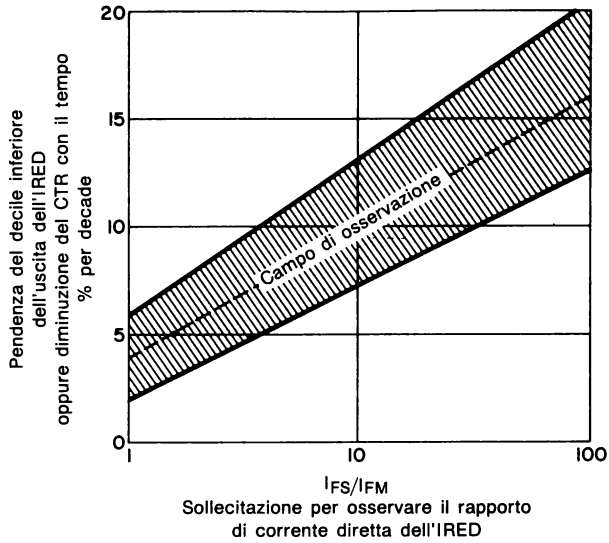


Figura 3.5 — Effetti della sollecitazione in corrente sulla pendenza.

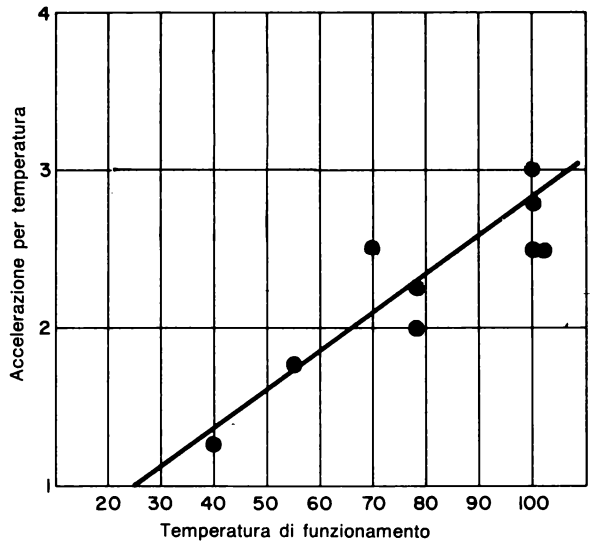
Quando si tracci un grafico dell'effetto della temperatura in forma di accelerazione rispetto a questa, si trova una linea di approssimazione piuttosto diritta, come si vede nella figura che segue. Questo fattore di accelerazione per temperatura rappresenta i rapporti delle pendenze delle linee del decile inferiore per diverse temperature. L'approssimazione non è perfetta, ma è sufficiente per gli usi pratici. Essa è ricavata da prove su IRED discreti (serie LED55) e su optoaccoppiatori (serie H11) e si dimostra calzante per entrambi i tipi. Con quanto precede, e con la determinazione della resistenza termica di trasmissione nell'optoacoppiatore (ossia il fattore di riscaldamento dell'IRED a causa della potenza dissipata nell'elemento d'uscita) si è tentato di inserire nel modello il rapporto I_{FS}/I_{FM}. Dopo vari tentativi di trovare modelli che approssimassero nel modo migliore i diversi fenomeni, e dopo aver generato dati supplementari nel tentativo di riempire le lacune, si è deciso che sono due i fattori che contribuivano all'impossibilità di definire una singola linea con approssimazione precisa. Si tratta delle differenze tra un lotto e l'altro e di quelle tra i campioni, ed inoltre della precisione (e della massa) dei dati occorrenti per trovare la pendenza ai bassi rapporti I_{FS}/I_{FM} ed alle basse temperature. A causa di questi fattori il risultato con il miglior modello sarà una fascia di valori osservati, come si può vedere in figura.

Per far uso di questi dati il progettista deve scegliere la durata che desidera, il grado di controllo di cui dispone sui valori minimo e massimo di I_F in ogni singolo zoccolo e la temperatura ambiente alla quale sarà esposto il circuito.

L'uso di questi sistemi è chiarito da un semplice esempio della procedura di progetto. Supponiamo di aver bisogno di sapere come si comporterà un 4N35 che fornisca 10 mA di corrente di uscita ad una V_{CE} di 5 V, dopo 100.000 ore di funzionamento a 55° C... Per trovare la corrente necessaria all'IRED per fare questo, dovremo conoscere il minimo CTR di tabella del 4N35, la pendenza stimata del decile inferiore dell'emissione luminosa rispetto al tempo e l'accelerazione per temperature di questa pendenza a 55° C. I fogli dati del 4N35 mostrano un CTR minimo del 100%, che è relativamente costante per valori di I_F fino a 20 mA; si vede inoltre che a 55° C il CTR sarà circa 0,85 volte il valore a 25° C (Δ CTR/Δ T). Il centro della banda delle pendenze rispetto ad I_{FS}/I_{FM} è scelto prudenzialmente ad un rapporto di 1,3, e si vede che è del 5% per decade (pendenza). In questo modo si avrà una ragionevole approssimazione (per il caso più sfortunato) sia per la prestazione dell'accoppiatore che per i possibili effetti di variazione della corrente dovuti a derive dell'alimentazione e del circuito di polarizzazione. La curva del fattore di accelerazione per temperatura, mostra che questa pendenza aumenterà di 1,75 volte a 55° C (A_T) ossia che la pendenza diventerà dell'8,8% per decade. La differenza tra 50 ore e 100.000 ore (t) è di 3,3 decadi (log 100.000 - log 50) per cui il decile inferiore previsto produrrà circa il 29% meno luce a 100.000 ore rispetto all'inizio. Per fornire le condizioni dell'uscita di 10 mA, la corrente dell'IRED deve essere aumentata di circa il 40% per compensare la diminuzione dell'irradiazione con l'invecchiamento (ossia 100/100-29), e deve ancora essere aumentata del 18% (cioe 1/0.85) per compensare la variazione del CTR con la temperatura, ed il risultato è una corrente mini-



Effetto della corrente di polarizzazione



Effetto della temperatura

Figura 3.6 — Curve di previsione dell'uscita dell'IRED rispetto al tempo, prendendo a base un tempo iniziale virtuale di 50 ore.

ma d'ingresso per l'IRED di 16,6 mA, rispetto ai 10 mA richiesti in origine a 25 °C. La formula usata in questo esempio è la seguente:

$$I_F = \frac{100}{100 - [\text{pendenza} \times A_T \times \log(t/50)]} \times \frac{1}{\Delta\ CTR/\Delta T} \times \frac{I_C}{CTR}$$

dove:

A_T è l'accelerazione per temperatura, alla temperatura di funzionamento prevista, della pendenza.
CTR è il minimo rapporto di trasferimento di corrente nominale, regolato a seconda delle condizioni di polarizzazione.
Δ CTR/Δ T è la variazione del CTR con la temperatura.
I_C è la corrente d'uscita prescritta.
I_F è la corrente di polarizzazione necessaria per l'IRED.
"Pendenza" è la diminuzione dell'emissione luminosa per decade di tempo.
T è la durata progettuale del circuito.

Si noti che per una durata di funzionamento di un milione di ore, la corrente aumenterà solo a 18,5 mA, in quanto il tempo è aumentato di una sola decade! La stima degli effetti del tempo di esercizio sul circuito si è dimostrata almeno altrettanto semplice di quella degli effetti della temperatura.

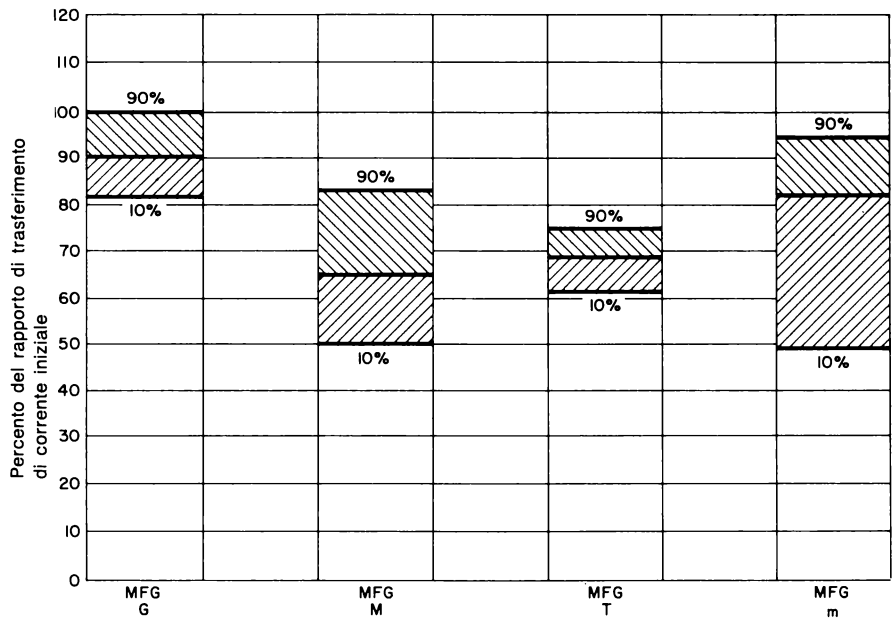


Figura 3.7 — Confronto comparativo, prova di durata accelerata

Questa direttiva di progetto è sfortunatamente valida solo per gli IRED e gli accoppiatori DIP della G.E.. Prove di durata su componenti della concorrenza, effettuate sia alle prestazioni massime che alle condizioni accelerate di prova, indicano che nell'industria esiste una grande varietà di prestazioni. I risultati delle prove accelerate sono stati confrontati con i risultati delle prove alle sollecitazioni massime ammesse, per ottenere lo stesso tipo di risposta, sia nelle curve A_T che in quelle I_{FS}/I_{FM}. Ma l'ampiezza delle deviazioni osservate, specialmente nel decile inferiore, è molto maggiore, e questo indica pendenze molto più elevate in percento per decade, delle curve dell'emissione luminosa rispetto al tempo di esercizio. Questo è evidenziato nei grafici che mettono a confronto i risultati delle prove di durata che sono state mostrate in precedenza. Il progetto riferito alla durata con questi componenti, potrà richiedere il ricorso a modelli diversi, basati su di una matrice di prove di durata. Basandosi su prove molto limitate e su una scarsa letteratura; si può arguire che almeno due altri fabbricanti di IRED ed optoaccoppiatori possono ottenere prestazioni nell'emissione luminosa analoghe a quelle dei prodotti G.E.. Nessuno di questi utilizza il dielettrico in vetro negli accoppiatori, e non sono state fatte delle prove che permettano di discutere sugli altri fattori di affidabilità.

I tassi di guasto per degradazione, fino ad una data percentuale dell'emissione luminosa iniziale, possono essere calcolati a partire dai dati delle prove accelerate, e poi usati nella direttiva di progetto. L'accelerazione per temperatura e la pendenza per decade della falsariga di progetto possono essere usate per ricavare un numero di ore di prova, alle condizioni di uso normale, equivalente a quelle di prova accelerata. Si noti che alle prime ore la pendenza della curva dell'emissione luminosa rispetto al tempo è molto leggera, quindi i risultati delle prove accelerate non sono validi per tempi operativi inferiori a 168 ore. Per valutare l'incidenza dei guasti si usa il numero degli elementi la cui emissione luminosa cala più di quanto ci si aspetti come conseguenza della prova accelerata, insieme al numero delle ore equivalenti per ogni elemento. Tutto questo però non è molto preciso, a causa della dispersione delle variazioni dell'emissione luminosa, ma la seguente formula dà una sufficiente approssimazione:

$$t_x = 10^{\left[\left(\log \frac{t_o}{50}\right) \times \frac{A_{T1}}{A_{T2}} \times A_I + \log 50\right]}$$

dove:

A_I è la pendenza alle condizioni di sollecitazione intensificata, divisa per la pendenza alle condizioni di uso normale.

A_{T1} è l'accelerazione per temperatura alle condizioni di sollecitazione intensificata

A_{T2} è l'accelerazione per temperatura in funzionamento normale

t_o è la durata della sollecitazione intensificata

t_x è la durata equivalente alle condizioni d'impiego normale.

In questo modo sono state calcolate le percentuali di guasto per degradazione, visibili nel sommario delle prove di affidabilità, di cui forniamo un esempio.

Le prove di durata utile accelerata per il fototransistor, a 100°C, 100 mA, durano per 168 ore (t_o). La curva di accelerazione per temperatura dà un valore del rapporto A_{T1}/A_{T2} della pendenza per decade, per la temperatura di 100°C rispetto a quella di 55°C, pari a 2,83/1,75 = 1,62.

La linea mediana della curva I_{FS}/I_{FM} indica un rapporto delle pendenze di 10/4 = 2,5 ed un rapporto I_{FS}/I_{FM} di 10 mA/10 mA; la prova è stata condotta con un rapporto I_{FS}/I_{FM} pari a 100 mA/10 mA.

Il numero equivalente di ore in normale funzionamento a 55°C, derivato da questa prova è:

$$t_x = 10^{[(\log \frac{168}{50}) \times (1,62) \times (2,5) + \log 50]}$$

$$= 6770 \text{ ore}$$

Due elementi, tra i 325 provati, ebbero una caduta dell'emissione luminosa superiore al normale, che era la metà del valore iniziale, per cui si ebbe un tasso di guasti di 2/2.200.000 ore per elementi, che ad un UCL del 50% è l'incidenza di guasti dello 0,12% per migliaio di ore che si vede nel diagramma riassuntivo.

Questo dimostra anche che per gli IRED e gli accoppiatori G.E., la diminuzione dell'emissione luminosa avrà un effetto minimo sul tasso di guasti nei circuiti progettati con criteri prudenziali.

CAPITOLO 4

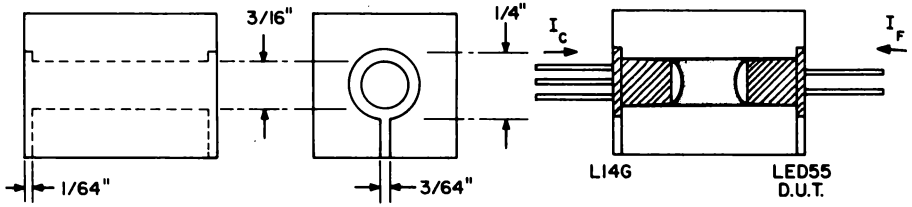
MISURE DEI PARAMETRI DEI DISPOSITIVI OPTOELETTRONICI

A. PARAMETRI DEGLI IRED

La misura dei parametri degli IRED è relativamente semplice, in quanto questi parametri sono quelli di un diodo. Essi possono essere misurati su qualsiasi apparecchiatura che serva alla misura dei parametri dei diodi: la scelta va da due strumenti ed un alimentatore su un banco, al dispositivo di controllo per semiconduttori maggiormente automatizzato.
Le misure dell'emissione luminosa richiedono l'uso di una fotocellula tarata per la risposta spettrale, oppure di una termopila di misura dal diametro di almeno 1 cm. In questo modo si potranno rilevare le emissioni di tutti gli IRED, imitando il metodo usato per rilevare le caratteristiche in fabbrica e garantendo la correlazione delle misure. Se si vogliono effettuare delle misure a regime impulsivo, la fotocellula tarata al silicio diventa una necessità, a causa del tempo di risposta. Questa fotocellula dovrà essere usata insieme ad un generatore di corrente impulsiva, ad un rilevatore di corrente che misuri l'uscita della fotocellula, ad un oscilloscopio sufficientemente veloce e preciso, che forniscano i risultati occorrenti. La fotocellula è l'unico dispositivo che non sia di uso comune in laboratorio, e potrà essere procurata presso ditte specializzate come la Ealing Corp.; la E.G. & G. Electro optics Div.; la Sensor Technology; ed altre. La determinazione spettrale dell'emissione richiede l'uso di uno spettrometro a larga banda oppure di una serie di filtri ad interferenza di precisione in combinazione con una fotocellula. In genere, le misure spettrali devono essere eseguite presso laboratori specializzati in misure ottiche, a causa del costo delle apparecchiature e delle conoscenze specifiche necessarie per tali misure.

Semplici misure di confronto tra le emissioni dei diversi IRED si possono eseguire con l'aiuto di un sensore a fototransistor. In questo tipo di misure la distanza e l'allineamento sono critici, se si vogliono ottenere riproducibilità e correlazione, a causa della risposta angolare delle lenti e della leggera asimmetria. Uno dei modi

più semplici per ottenere un posizionamento riproducibile è quello di usare un foro dal diametro di 3/16" (circa 4,76 mm) praticato in un blocco di materiale, annerendo l'interno di questo foro. A ciascuna estremità del foro si praticherà una tacca poco profonda atta a contenere i dentini indicatori della polarità; come rivelatore si userà un L14G. Il diodo collettore-base, usato come fotocellula, fornirà la sua corrente di uscita ad un carico di bassa impedenza, in modo da ottenere la massima precisione di misura, mentre la risposta del fototransistor, ad una V_{CE} di circa 0,6 V, fornirà misure riproducibili al massimo, grazie alla compensazione dei coefficienti di temperatura. Usando un elastico che mantenga in posizione le linguette, la riproducibilità si avvicinerà ai limiti delle apparecchiature usate e del controllo ambientale.



Interno del foro affumicato o verniciato con vernice antiriflettente

Particolari

Sezione

Modo di impiego

Figura 4.1 — Particolari modo d'impiego

B. PARAMETRI DEI FOTORIVELATORI

La misura dei parametri elettrici dei fotorivelatori è identica a quella sui dispositivi non fotosensibili, con l'eccezione dei parametri direttamente connessi con la sensibilità alla luce. Queste tecniche sono descritte nel "General Electric Transistor Manual" e nel "General Electric SCR manual", e non saranno spiegate in questa sede. Il maggior problema con cui si ha a che fare, è la misura della corrente di fuga a base aperta, in quanto sui normali transistori si misura solo di rado la I_{CEO}: la comprensione della necessità di considerare gli effetti dinamici e quelli della luce ambiente risolverà il problema*. Si debbono considerare gli effetti dinamici in quanto la base aperta non dispone di un collegamento elettrico, ma solo delle fughe nella giunzione, per caricare le capacità della medesima. Se per la corrente di fuga si usa il circuito comune di polarizzazione con generatore ad alta impedenza, il guadagno del transistor moltiplica la capacità di giunzione del fotodiodo collettore-base (circa

/Vedi "Avoid I_{CEO} meosurements", Hendriks.

25 pF), ed origina una costante di tempo abbastanza lunga per la stabilizzazione. Si tenga presente la duplice funzione dell'impedenza del generatore, sia come resistenza per la costante di tempo R–C, che come resistenza di carico che determina il guadagno in tensione ($A_V \approx 1/hie : R_L : hFE$). Questi effetti dimostrano che I_{CEO} dovrà essere misurata applicando una tensione di polarizzazione proveniente da un generatore a bassa impedenza, fino alla carica completa delle capacità di giunzione (ora determinate dall'impedenza del diodo base-emettitore), per la quale occorreranno fino a 100 msec (in assenza di capacità esterne, zoccoli, commutatori, cavi coassiali eccetera, collegate alla base) nel caso del Darlington. Dopo che la capacità di giunzione è carica, viene introdotta nel circuito la resistenza di misura della corrente, togliendo il cortocircuito che prima c'era tra i suoi terminali. Il bilancio delle cariche alla base può essere influenzato dal movimento di oggetti conduttori che si trovano nelle sue vicinanze, per cui la migliore riproducibilità si otterrà operando entro uno schermo elettrostatico. Lo schermo può anche servire per riparare il rivelatore dalla luce ambiente, i cui effetti sono evidenti in una misura della corrente dispersa.

La misura dei parametri concernenti la luce in un fototransistor, necessita di una sorgente luminosa di intensità e caratteristiche spettrali note. Sono disponibili lampade a caratteristica spettrale nota, ossia le lampade standard tarate che, insieme ad una termopila, od a una fotocellula tarata, ed un sistema di posizionamento meccanico, possono essere la base di un sistema per misure ottiche. Sono disponibili alcuni semplici sistemi basati sulla risposta di una fotocellula al silicio, ma nel loro uso come strumenti per misure ottiche è implicita l'ammissione che tutti gli elementi al silicio abbiano caratteristiche spettrali identiche. Poichè elementi diversi hanno curve di risposta differenti, viene pregiudicata la precisione assoluta di queste apparecchiature, con le quali tuttavia si possono fare eccellenti misure comparative. Un altro metodo di buona precisione impiega un rivelatore tarato: l'L9UX4 per i foto SCR oppure l'L14H che è speciale per i fototransistori, per regolare la sorgente luminosa al valore desiderato. Si elimineranno così i problemi di spettro, in quanto i componenti tarati hanno risposta spettrale identica agli elementi da misurare. La precisione dipenderà quindi dalla precisione dell'equipaggiamento base, dal controllo dell'ambiente e dalla riproducibilità del posizionamento meccanico.

Le misure di risposta spettrale richiedono l'impiego di filtri o di un monocromatore di precisione, insieme ad una fotocellula tarata od ad una termopila. Come per gli IRED, si raccomanda che l'esecuzione delle misure venga fatta presso laboratori specializzati in misure ottiche.

C. MISURE SUGLI OPTOACCOPPIATORI

Le misure sui singoli componenti di un optoaccoppiatore sono identiche a quelle per un diodo discreto oppure un componente discreto del tipo usato come rivelatore, e di tutto questo si è già parlato. La misura dell'isolamento e le caratteristiche di trasferimento, non sono ugualmente ovvie, per cui ne parliamo.

1. Parametri di isolamento

Si misurano sempre con i reofori di entrambi i dispositivi dell'accoppiatore in corto tra loro. In questo modo si evita che le elevate correnti di carica capacitiva, provocate dall'elevato dv/dt applicato durante le misure, possano danneggiare entrambi gli elementi dell'accoppiatore. In queste prove si devono osservare le precauzioni di sicurezza consigliate dalle alte tensioni presenti!

a) La tensione di isolamento viene misurata come diremo in seguito. Di norma viene misurata la capacità di assorbimento di sovratensioni transitorie e, ammenochè l'alimentatore ad alta tensione non disponga di un dispositivo di interruzione rapida (< 0,5μsecondi), il componente in prova sarà distrutto se il suo isolamento sarà inferiore a quello occorrente per la tensione di prova, alla quale è regolato l'alimentatore. Si possono usare delle tecniche a barra di blocco (crowbar) nei montaggi in laboratorio: questi sistemi garantiscono uno spegnimento rapido ed evitano che l'esperimento possa definirsi "distruttivo". La tensione di isolamento in regime permanente è di norma data come una percentuale fissa della resistenza agli impulsi misurata, per quanto delle prove di durata accelerata indichino che queste riduzioni non sono necessarie nel caso dell'isolamento in vetro G.E.. L'ingegneria applicativa ritiene che occorra usare sistemi di progetto prudenziali nell'uso delle tensioni nominali d'isolamento, a causa dei transitori che normalmente si osservano sulle tensioni di linea, ed in previsione degli effetti catastrofici di un cedimento.

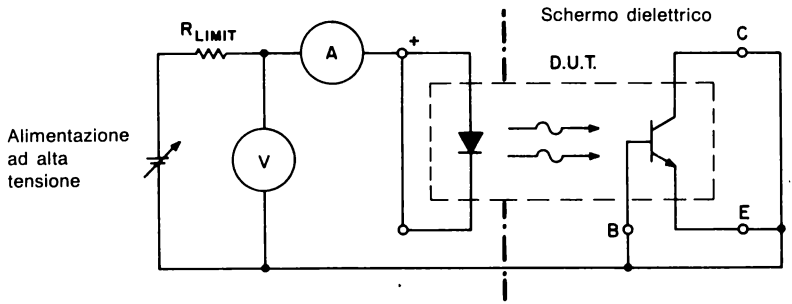


Figura 4.2 — Prova della tensione d'isolamento

b) La resistenza d'isolamento è di solito misurata a tensioni molto inferiori a quelle di picco sopportate dall'isolamento, e quindi viene ridotta la possibilità di danneggiamento dell'elemento in prova. La figura che segue illustra schematicamente la prova.

Essa richiede di usare le procedure normalmente impiegate per le misure di correnti inferiori al microampere.

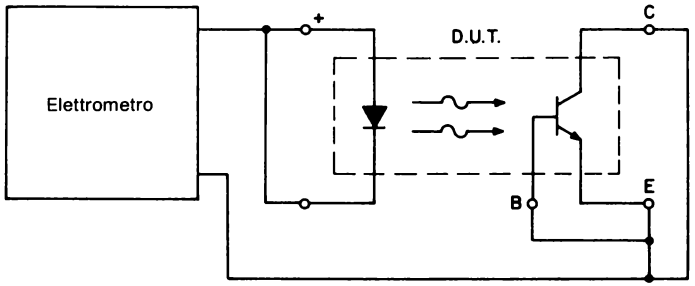


Figura 4.3 — Misura della resistenza d'isolamento

c) La misura della capacità di isolamento è una semplice misura di capacità. La capacità degli accoppiatori che utilizzano il processo a dielettrico in vetro brevettato G.E., è pressochè indipendente dalla tensione e dalla frequenza applicate.

I valori sono di norma inferiori ai 2 pF, e questo pone un limite alla libera scelta degli strumenti di misura.

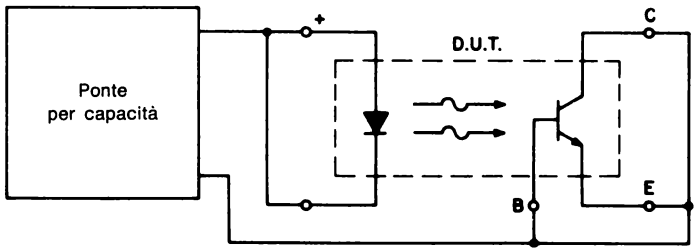


Figura 4.4 — Circuito di prova della capacità tra ingresso ed uscita

2. Caratteristiche di trasferimento

Queste si misurano in genere con facilità mediante apparecchiature standard, perchè gli IRED possono essere trattati come se fossero il terminale d'ingresso di un elemento discreto.

a) Rapporto di trasferimento di corrente (CTR). Può essere misurata come se fosse

l'h_{FE} di un transistor. Sia la risposta del fototransistor e del fotodiodo, che la *corrente d'ingresso per lo scatto* (I_{FT}) potranno essere trattate come se fossero la corrente di gate per l'accensione di un SCR. La piedinatura ed il collegamento delle resistenze base-emettitore o gate-catodo, richiedono in genere l'uso di speciali zoccoli di prova.

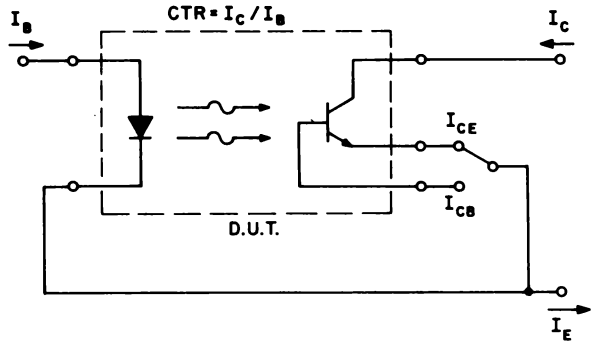


Fig. 4.5a — Il CTR provato come h_{FE} del transistor.

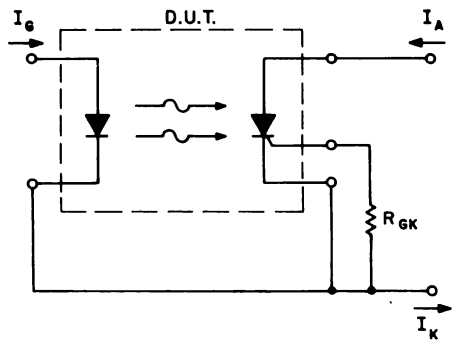
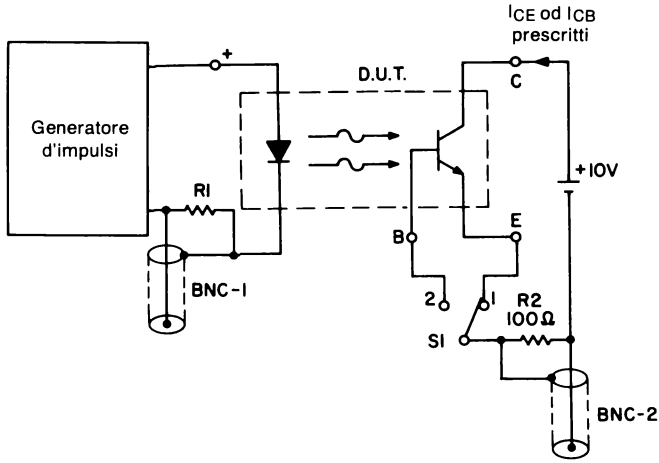


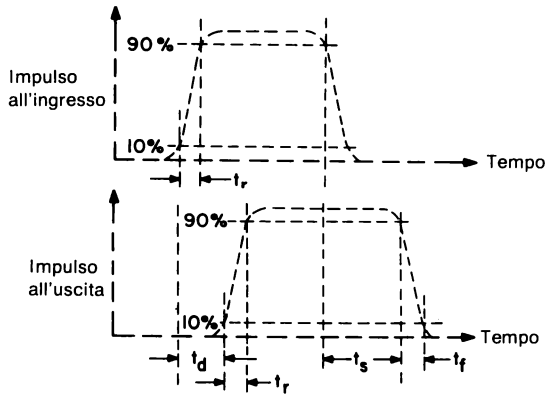
Figura 4.5b — I_{FT} provata come I_{GT} dell'SCR.

Questi zoccoli sono stati illustrati in precedenza. Con molti equipaggiamenti di prova commerciali si hanno letture del CTR, misurato come h_{FE}, di scarsa risoluzione, per il fatto che il sistema di visualizzazione é progettato per letture superiori a dieci. Questa cifra corrisponde ad un CTR di 1000%, valore ragionevole per un Darlington ma non per un accoppiatore con uscita a transistor. Molto adatti per

questo uso sono i tracciacurve, ed alcuni di questi permettono di eseguire misure con l'IRED sottoposto ad impulsi di elevata corrente e basso rapporto impulso/pausa.



a. Sistemazione di prova (R_1 ed R_2 non induttive)



b. Forme d'onda (polarità invertita per motivi di chiarezza)

Figura 4.6 — Verifica del tempo di commutazione

b) I tempi di commutazione sono misurati con la tecnica che illustreremo appresso. L'isolamento dell'elemento di ingresso da quello di uscita permette una libertà nella

scelta dei punti di massa che, in molti casi, potrà semplificare la sistemazione dell'equipaggiamento di prova. I parametri di innesco sono t_d (tempo di ritardo) e t_r (tempo di salita). Questi si misurano allo stesso modo negli accoppiatori con uscita a fototransistor, fotodarlington e fotoSCR. I parametri di disinnesco per uscite a transistor e Darlington sono t_s (tempo di immagazzinamento) e t_f (tempo di caduta).

t_d - tempo di ritardo. È il tempo che trascorre dal punto al 10% del valore finale dell'impulso di ingresso al punto al 10% del valore finale dell'impulso di uscita.

t_r - tempo di salita. È il tempo nel quale il bordo di ingresso dell'impulso di uscita aumenta dal 10% al 90% del valore finale.

t_s - tempo di immagazzinamento. È il tempo che trascorre dal momento in cui l'impulso di ingresso é diminuito al 90% del suo valore finale fino al punto in cui l'impulso di uscita é diminuito al 90% del suo valore finale.

t_f - tempo di caduta. È il tempo che impiega un impulso di uscita a diminuire dal punto al 90% a quello al 10% del suo valore finale.

I tempi di spegnimento degli SCR sono controllati dal circuito e la tecnica di misura é data nei particolari nel Manuale SCR della GE.

CAPITOLO 5

CIRCUITI OPTOELETTRONICI

A. CIRCUITI DI RILEVAZIONE DELLA LUCE

I circuiti di rilevazione della luce comprendono soltanto quei circuiti che provocano un'azione basata sul livello della luce ricevuta dal fotorivelatore. Un capitolo separato sarà dedicato ai circuiti che rilevano un oggetto che interrompa o rifletta un raggio di luce.

Attenuatore automatico dei fari

Con questo circuito si possono commutare i fari di un'automobile da abbaglianti in anabbaglianti quando si rilevano le luci di una vettura marciante in senso inverso. La

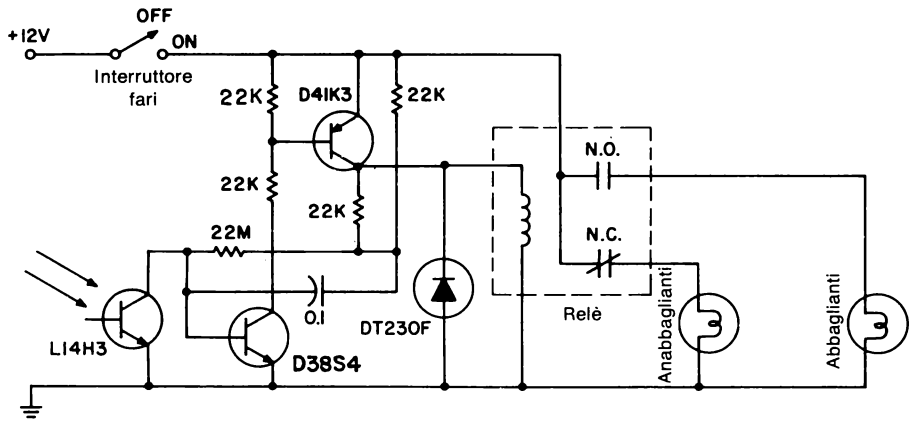


Figura 5.1 — Relè: Bobina 12 V, 0,3 A; 20 A, forma C, commutazione di 16 A in regime permanente, a contatti oppure allo stato solido. Sovraccarico impulsivo da filamento freddo: 150 A.
Lente: diametro minimo 1 pollice, posizionata per un angolo di visuale di circa 10°

luce ricevuta ha in'intensità molto bassa ed é fortemente direzionale, per cui é opportuno l'uso di una lente sul rivelatore. Nel circuito é compresa una notevole isteresi per evitare il "lampeggiamento". La sensibilità si regola con la resistenza da 22 M a circa 0,5 ft/candle sul transistor (0,01 sulla lente), mentre l'isteresi é determinata da un partitore di tensione con due resistenze da 22k, disposto ai capi del D41K3, che pilota la resistenza da 22 M, mentre la velocità massima di commutazione é limitata a circa 1/5 di minuto dal condensatore da 0,1 μF.

Azionatore asservito per flash fotografico allo xeno

Spesso é opportuno usare un flash fotografico sistemato a distanza dalla macchina, che possa però accendersi in sincronismo con quello montato sulla medesima. Questo circuito va collegato al cavetto di accensione di una lampada flash portatile che verrà accesa dalla luce prodotta dal flash principale sulla macchina fotografica. In questo modo si avrà un azionamento a distanza senza che ci sia bisogno di fili di collegamento tra i vari sistemi. Il sistema di accensione dovrà essere collegato al flash asservito prima di accenderlo (per impedire lo scatto del lampo a causa del dv/dt che si ha al momento del collegamento); l'L8B deve essere puntato approssimativamente nella direzione del flash principale. La sensibilità del circuito dipenderà dal valore dell'induttore e non si avranno problemi di falsi scatti causati dalle lampade fluorescenti con l'induttanza di 1 H, mentre già con 0,1 H lo scatto avviene normalmente. Se si vuole un sistema di accensione molto sensibile (a lunga portata) e più direzionale, il circuito può essere modificato in modo da usare come sensore un fototransistor munito di lente tipo L14G2. La lente montata su questo transistor fornisce un angolo visuale di circa 10° e garantisce un miglioramento nella sensibilità luminosa superiore a dieci volte (distanza aumentata di tre volte). In questo modo si può anche eliminare l'induttanza il cui uso potrebbe essere poco opportuno a causa del peso e del costo.

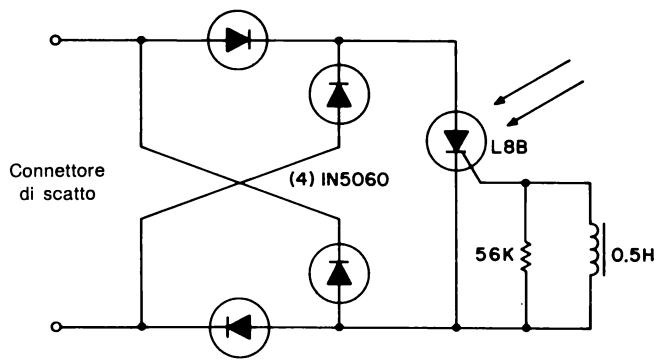


Figura 5.2 — Azionamento asservito di flash fotografico

Si noti che il fototransistor é collegato in un circuito autopolarizzante relativamente insensibile alle lente variazioni della luce ambiente che scarica il condensatore da 0,01 μF nel gate del C106D quando viene illuminato da un lampo.

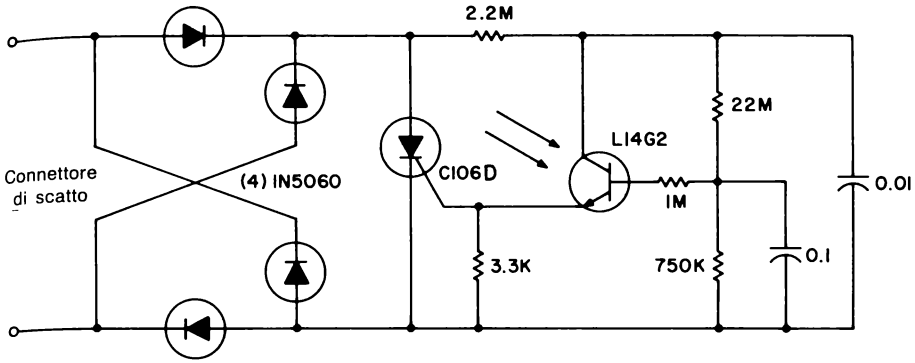


Figura 5.3 — Azionamento asservito per flash fotografico, molto sensibile e direzionale

Commutazione automatica della luce notturna

Si tratta di sensori del livello luminoso che accendono una luce quando l'illuminazione ambiente diminuisce al di sotto di un valore prefissato. Il più comune di questi circuiti serve ad accendere le lampade stradali e le luci dei cortili alimentate dalla rete a 60 Hz.

Luce notturna automatica azionata dalla tensione di rete

Qui viene illustrato un esempio di questo tipo di circuiti che possiede caratteristiche di soglia molto stabili, grazie alla sua dipendenza dalla corrente del fotodiodo contenuto nell'L14H4 che genera una caduta base-emettitore ai capi della resistenza di regolazione della sensibilità. Il doppio circuito di sfasamento che fornisce la tensione al trigger dell'ST4 assicura l'accensione del TRIAC ad angoli di fase della tensione di rete abbastanza piccoli da minimizzare il problema delle interferenze radio quando il carico é formato da una lampada. In questo modo non é più necessario un grande e costoso induttore in quanto c'é già un circuito di smorzamento della dv/dt che utilizza condensatori a tensione inferiore di quelli usati nei normali circuiti di smorzamento o di soppressione delle interferenze radio.

L'aggiunta di un temporizzatore programmabile ad unigiunzione può modificare questo circuito per accendere le lampade per un determinato tempo ogni volta che fa buio. Per semplicità sono mostrate solo le aggiunte da fare al precedente circuito. Quando la lampada viene accesa parte il temporizzatore 2N6028.

Triac Suggerito	Potenza massima della lampada	
	120V	220V
SC136D	100W	200W
SC141D	400W	800W
SC146D	550W	1100W
SC151D	750W	1500W
SC260D	1200W	2500W
SC265D	2000W	4000W

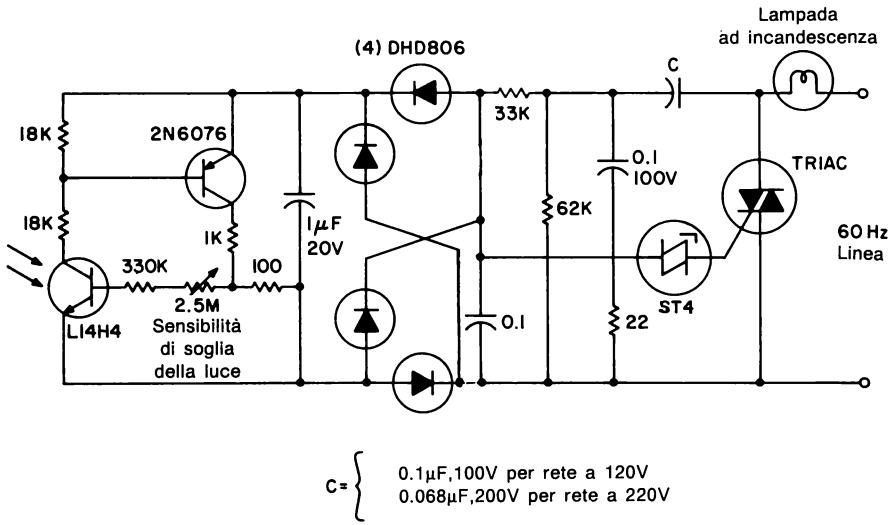


Figura 5.4 — Luce notturna automatica azionata dalla tensione di rete

Trascorso il tempo, viene azionato l'H11C3 che spegne la lampada impedendo all'ST4 di azionare il TRIAC. L'SCR contenuto nell'H11C3 resterà in conduzione fino a quando l'L14H4 sarà illuminato permettendo al 2N6076 di spegnerlo. Causa le correnti di perdita del condensatore, le variazioni di temperatura e le tolleranze dei componenti, il ritardo potrà variare in modo considerevole rispetto al suo valore nominale.

Un altro uso comune dei circuiti per luce notturna é di accendere sistemi di illuminazione, di avviso e di segnalazione a distanza, che funzionano con alimentazione a batteria. Il circuito più semplice accende l'illuminazione quando diventa buio. Usando il guadagno disponibile con i transistori Darlington, questo circuito può essere

semplificato in modo da usare soltanto un sensore a fotodarlington, un amplificatore Darlington e tre resistenze.

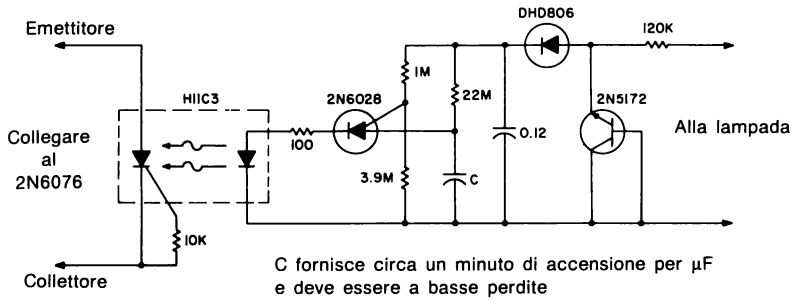


Figura 5.5 — Spegnimento automatico per luce notturna

Il livello dell'illuminazione sarà leggermente inferiore al normale, e ci si potrà attendere una maggior durata della lampadina, in quanto la tensione di saturazione del D40K abbassa leggermente la tensione di alimentazione.

Nelle applicazioni alle luci di avviso e di segnalazione occorre spesso il lampeggiamento di una luce ad elevata intensità e basso rapporto impulso-pausa per garantire la perfetta visibilità ed una lunga durata della batteria. Allo scopo si deve usare un transistor di uscita che possa erogare la corrente maggiorata per il filamento freddo; una bassa tensione di saturazione, l'aggiunta di una reazione dinamica e l'uso di un sensore a fototransistor renderanno minime le variazioni di sensibilità.

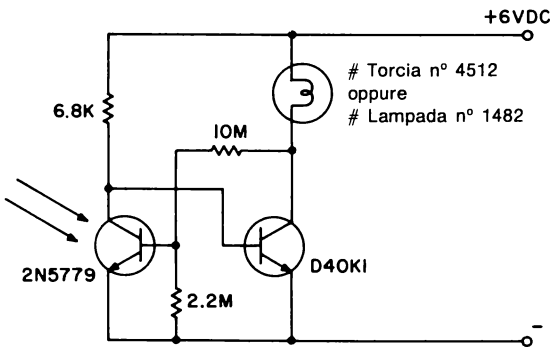


Figura 5.6 — Luce notturna automatica portatile

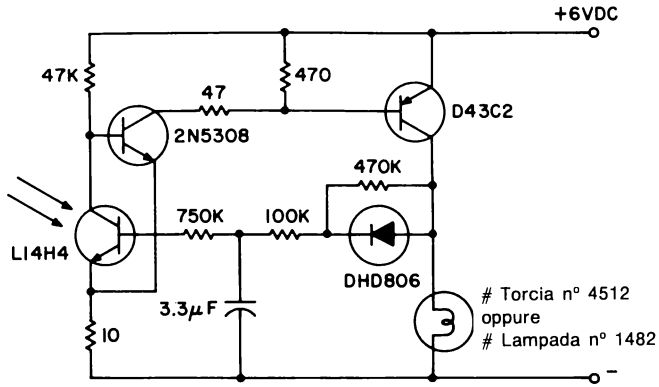


Figura 5.7 — Luce notturna automatica lampeggiante

Inseguitore del sole

Nelle batterie solari e negli strumenti solari, occorre sapere la posizione del sole entro un angolo di 15°, per garantire un efficace allineamento automatico. La lente dell'L14G1 può dare questa precisione in un semplice circuito sensibile al livello luminoso, e con circa 150 fototransistori si può sorvegliare tutto l'emisfero.

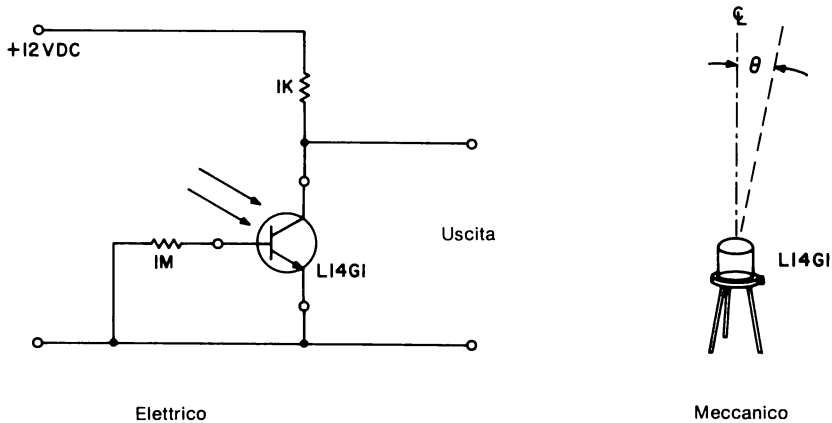


Figura 5.8 — Circuito di inseguimento del sole

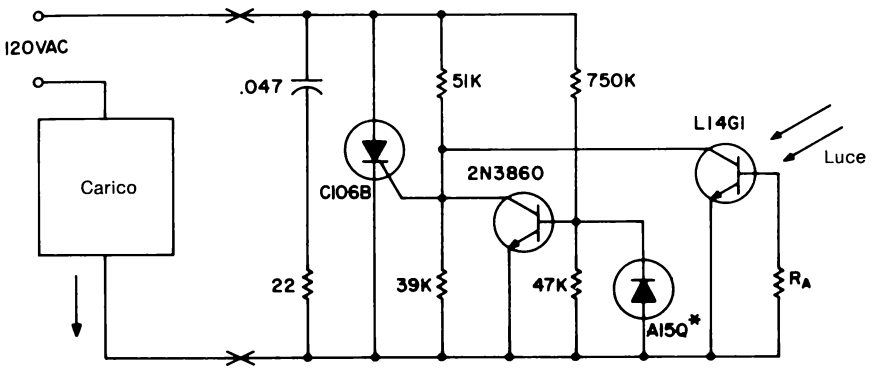
Se allineato, il sole fornirà all'L14G1 circa 80 mW/cm^2. In questo modo l'uscita sarà $\leq$ 0,5 V per $\beta \leq 7{,}5°$.

Dal cielo arrivano all'L14G1 circa 0,5 mW/cm^2, ed in questo caso l'uscita sarà superiore a 10 V. Le nubi bianche potranno abbassare, in qualche componente, questo livello a circa 5 V.

Questo circuito può pilotare direttamente le logiche TTL limitando l'uscita alla tensione logica di 5 V mediante un diodo di segnale. Anodo all'uscita e catodo a +5 V. Oggetti lucenti diversi possono essere localizzati con lo stesso circuito semplicemente variando i valori delle resistenze per ottenere la sensibilità necessaria.

Avvisatore d'incendio

Il rilievo della presenza di fiamme e la commutazione diretta di un carico a 120 V si ottengono facilmente con l'impiego di un L14G1, come illustrato per le "sorgenti di luce puntiformi".



* L'A15Q può essere sostituito da un condensatore da 100 pF in parallelo a un DHD800. Disporre i collegamenti per la minima intermodulazione. Per andare da 120 V al gate, usare la minima lunghezza possibile di filo. R_A è scelta secondo la seguente tabella per la programmazione delle soglie di livello luminoso.

Figura 5.9 — Avvisatore di fiamma

Guida della scelta di R_A per una data illuminazione						
Livello luminoso a distanza in footcandles	**≈ 20**	**≈ 40**	**≈ 80**	**≈ 200**	**≈ 400**	**FOOT CANDLE**
Luce ad incandescenza R_A	N.A.	1500	270	68	33	K Ω
Luce fiamma R_A	220	75	30	12	6.2	K Ω
Luce fluorescente R_A	N.A.	N.A.	2200	180	68	K Ω

Tabella 5.1

Nel caso di sorgenti luminose che sottendono più di 10° d'arco, si dovrebbe usare l'L14H1, ed i livelli di illuminazione aumenteranno di 5 volte. Il circuito provvede anche alla commutazione a tensione zero, per eliminare la necessità di un controllo di fase.

Controllo di luminosità

Il livello di illuminazione dei display illuminati dovrebbe essere abbassato quando la luce ambiente diminuisce, per evitare spiacevoli effetti di abbagliamento. Questo circuito costituisce un sistema molto economico per controllare il livello luminoso, prelevando il segnale dai trasformatori ad impedenza relativamente elevata o dagli avvolgimenti di un motore, che vengono usati per accendere le lampade a bassa tensione impiegate in queste funzioni. Si noterà che le resistenze di polarizzazione sono adattate a generatori da 20 V, 30 Ω. Se i generatori hanno caratteristiche diverse, esse dovranno essere ricalcolate. Il 2N5779 è sistemato in modo da ricevere la stessa illuminazione ambiente del display, e da essere schermato dalla luce delle lampade del display.

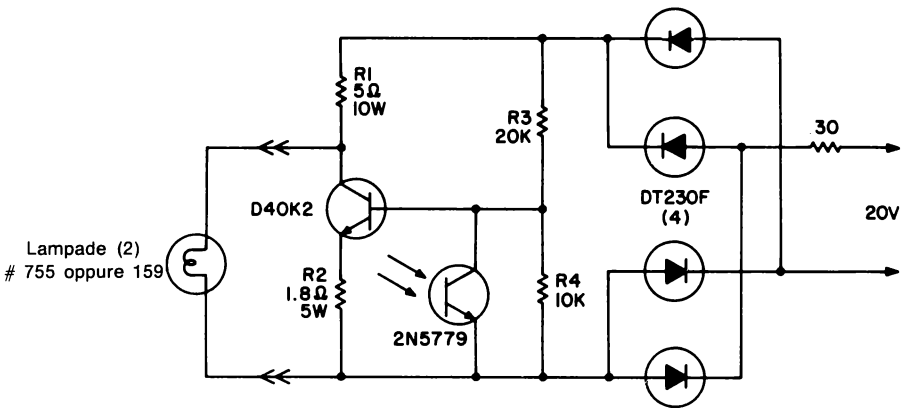
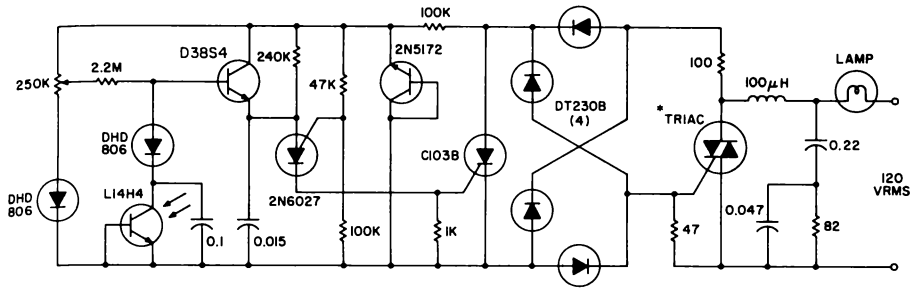


Figura 5.10 — Illuminazione di un display, sensibile alla luce ambiente

Un altro tipo di controllo automatico della luminosità mantiene una lampada a luminosità costante entro ampie variazioni della tensione di alimentazione. Questo circuito utilizza la caratteristica del fotodiodo per controllare l'angolo di fase della tensione di rete applicata alla lampada, e può variare la potenza fornita a quest'ultima tra tutto il valore disponibile ed il 30% circa di questo. In questo modo si permette un'escursione della luminosità della lampada che va dal 100% a meno del 10% dell'emissione nominale. Il filtro formato dall'induttanza di 100 μH e dai due condensatori, serve ad eliminare i disturbi radio.

Con questi versatili dispositivi è possibile realizzare molti altri circuiti sensibili alla luce, e quelli che pubblichiamo sono stati scelti per illustrare una serie di progetti pratici ed economici.



* Il triac è adattato alla lampada secondo la tabella a pag. 80 in alto.

Figura 5.11 — Controllo per luminosità costante

B. IL RILIEVO DEGLI OGGETTI CON LA LUCE

Questo paragrafo è dedicato ai circuiti che fanno uso di una sorgente luminosa e di un sensore, oppure gruppi degli uni, degli altri o di entrambi, allo scopo di rilevare oggetti che perturbano il percorso della luce tra la sorgente ed il rivelatore. Di solito la luce viene assorbita o riflessa dall'oggetto da rilevare, per quanto sia anche molto diffusa la modulazione del mezzo trasmissivo.

Segnalatore di ingorgo dei nastri trasportatori

In molte linee di produzione, il flusso degli oggetti è controllato da un movimentatore a motore, che deve essere fermato quando avviene un «ingorgo» perchè gli oggetti non sono più prelevati alla fine del convogliatore. Questo campione di circuito controlla direttamente il motore, e possiede una lampada spia che indica il flusso normale degli oggetti. Per semplificare lo schema non sono stati indicati i circuiti smorzatori. La lampada a raggio focalizzato N° 4508 e la lampada spia da 75W sono alimentate a circa 2/3 della tensione nominale, per garantire una lunga durata ed un funzionamento affidabile. Le intercettazioni della luce che durano fino ad 1/4 di secondo vengono ignorate dal circuito (tranne che per il lampeggiamento dell'indicatore), mentre se il tempo di intercettazione si allunga, il motore viene fermato. Quando viene tolto il blocco, il motore si rimetterà automaticamente in moto.

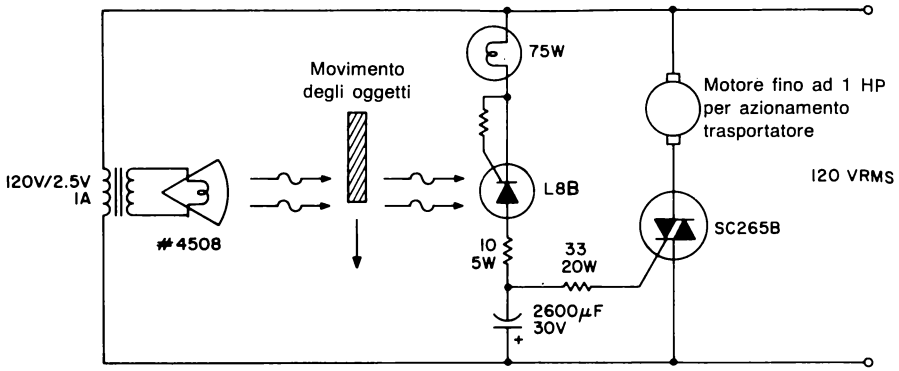


Figura 5.12 — Flusso normale.

Tachimetro a sensore ottico

Scopo di questo semplice circuito è la misura della velocità angolare di oggetti in rotazione, senza che vi sia un contatto fisico. La linearità e la precisione sono ottime ed il loro limite è di solito costituito dal tipo di milliamperometro usato e dalla taratura iniziale. Il circuito è predisposto per contare i fronti di salita degli impulsi luminosi, e per trascurare i livelli della normale luce ambiente. L'apparecchio è portatile e non è sensibile alle variazioni della tensione di alimentazione, entro la tolleranza ammessa per le batterie. Il fondo scala dello strumento alla massima sensibilità pre-

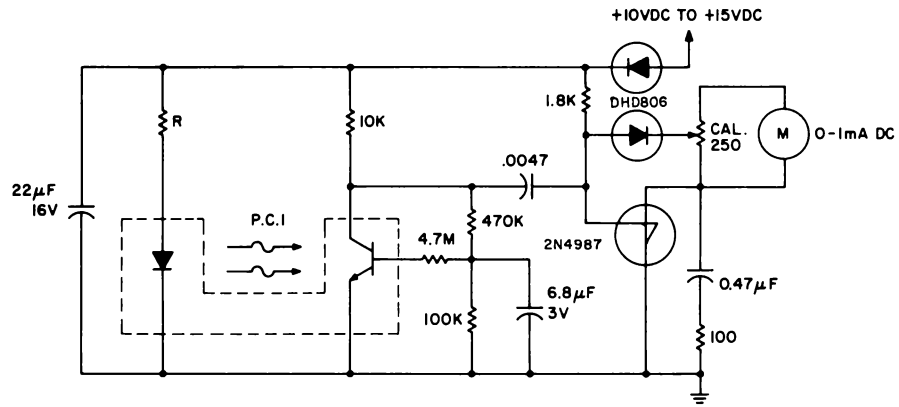


Figura 5.13 — PC-1 ed R { H13B1 Per sensore a trasmissione, R = 1K; LED55C ed
L14G3 Per sensore a riflessione R = 150 Ω.

disposta con la resistenza di taratura, corrisponde a circa 300 impulsi luminosi al secondo. Un funzionamento a luce riflessa di maggior portata si può ottenere usando una lampada ad incandescenza focalizzata, alimentata direttamente dalla tensione di alimentazione (la costante di tempo del filamento sostituisce la filtrazione), al posto dell'IRED. Si potrà usare un voltmetro digitale predisposto alla portata di 100 mV fondo scala, al posto del milliamperometro, mettendo in parallelo ai terminali d'ingresso una resistenza da 100 Ω in parallelo con un condensatore da 100 μF. Questo circuito R-C sostituisce la filtrazione implicita negli strumenti analogici.

Rivelatore di gocce

La configurazione autopolarizzante usata per il rivelatore di luce nel tachimetro, è utilizzabile ogni volta che occorra rilevare piccole variazioni del livello luminoso, come quando si vogliano misurare piccole portate di fluidi contandone le gocce. Con

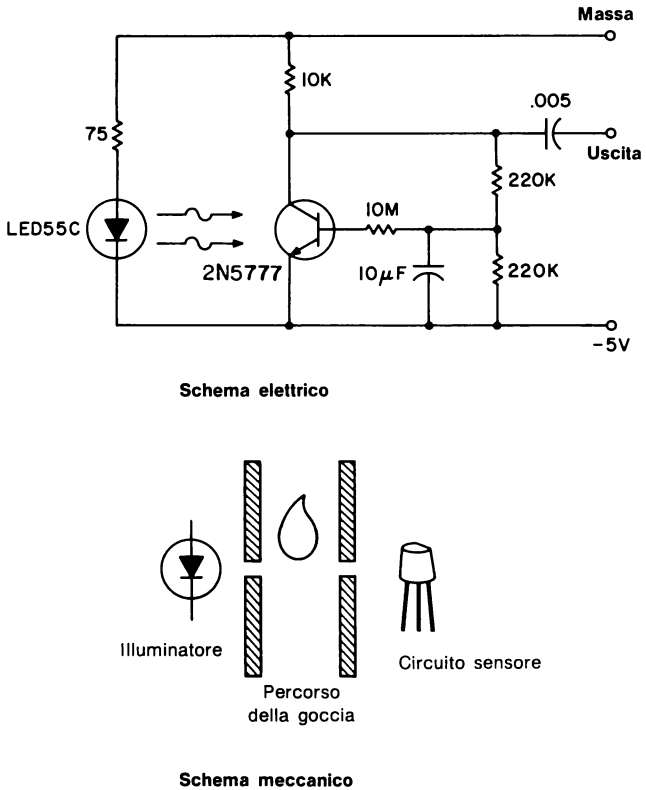


Figura 5.14 — Rilevatore di gocce a basso livello luminoso.

questo sistema il fotodarlington è stabilizzato mediante polarizzazione in c.c. ottenuta per retroazione dal collettore, in modo da compensare le variazioni del guadagno nei diversi elementi, e le diverse emissioni luminose dei LED. Il condensatore da 10 μF esegue l'integrazione della tensione di controreazione proveniente dal collettore, mentre la resistenza da 10 M fornisce un'elevata resistenza d'ingresso alla base, per garantire una variazione minima delle prestazioni ottiche. La caduta di una goccia provoca una momentanea diminuzione della luce che arriva al chip, quindi la tensione al collettore sale per un breve istante, generando un segnale d'uscita. Il livello luminoso iniziale è debole, a causa delle limitazioni di potenza del LED e della spaziatura meccanica necessaria. Il mutamento del livello luminoso è una frazione del livello iniziale a causa della dispersione e della trasparenza della goccia. L'elevata sensibilità del fotodarlington garantisce livelli accettabili del segnale d'uscita, quando si sia prevista una polarizzazione di questo tipo. Invece con una polarizzazione convenzionale, i livelli di segnale e la stabilità del punto di lavoro sarebbero inaccettabili (base aperta ed uscita del segnale ai capi della resistenza di collettore).

Lettore di nastri di carta

Quando un calcolatore viene interfacciato con un'apparecchiatura periferica, conviene lavorare con segnali a livelli logici. Con una tensione d'uscita nominale di −1V, che passa a 0,6 V meno dell'alimentazione del circuito logico, il circuito dimostra le qualità di un lettore ottico di nastri perforati ad alta velocità. Il circuito funziona fino a cadenze di 1000 bit al secondo. Esso deve anche funzionare con nastri traslucidi, che trasmettono al sensore un massimo del 50% della luce incidente, garantendo un livello di soglia fisso al circuito logico. E tutto questo a basso prezzo. Sono necessari parecchi accorgimenti circuitali. La velocità del fotodarlington viene aumentata da una polarizzazione tipo cascode a tensione costante. Si tiene conto della soglia d'uscita e della semitrasparenza del nastro rilevando la tensione d'uscita e

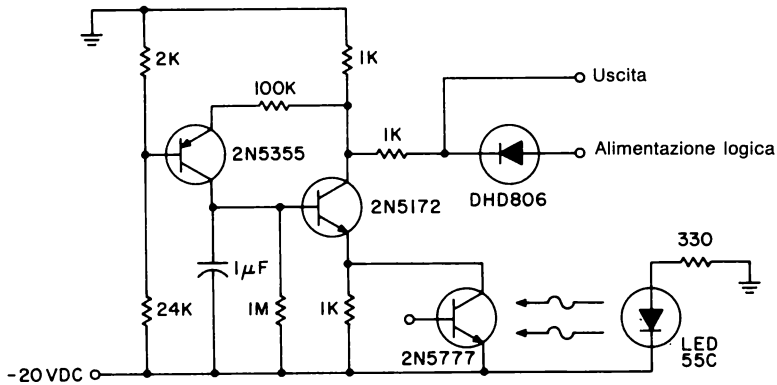


Figura 5.15 — Lettore di nastro perforato ad alta velocità.

fornendo una reazione negativa che regola il punto di lavoro del transistor cascode. Le prove eseguite con questo circuito hanno confermato la velocità di 2000 bit al secondo per livelli della luce ambiente uguali al livello del segnale.

Potenziometro senza contatti

Questo circuito non ha un'uscita potenziometrica, ma è un generatore di corrente costante che varia con la posizione dell'oggetto. A prima vista potrebbe sembrare un problema banale, ma le piccole dimensioni fisiche dei componenti optoelettronici, combinate con le tolleranze meccaniche nell'assiemaggio delle parti, portano all'eliminazione pratica del rilevamento per trasmissione del margine iniziale di uno schermo della luce, mentre la fabbricazione di un tale schermo, che possa fornire variazioni graduali della corrente per movimenti ugualmente graduali, è un problema serio, consistente nella messa a punto di una «scala graduata dei grigi» trasparente. A questo punto la soluzione più pratica sembra l'adozione di una scala graduata dei grigi stampata, destinata a funzionare per riflessione. Le prove effettuate su una coppia H17B, sistemata con gli elementi montati uno vicino all'altro, in un incapsulaggio opaco e non riflettente, con un sottile schermo opaco che separa i due elementi, indicano che il rapporto di trasferimento di corrente ha un valore pari a circa il 5% del valore alle condizioni di prova se si mette davanti al gruppo un foglio di carta bianca posto alla distanza di 2,5 mm circa. Se il foglio è nero, il CTR cade a zero (livello delle correnti di dispersione). In questo modo si potrà avere una misura delle minime variazioni possibili del segnale del suddetto circuito alla temperatura di 25°C: il valore della corrente partirà dalla dispersione di circa 1 μA (che tiene conto anche di un certo livello di illuminazione ambiente), per arrivare a circa 150 μA in campo bianco.

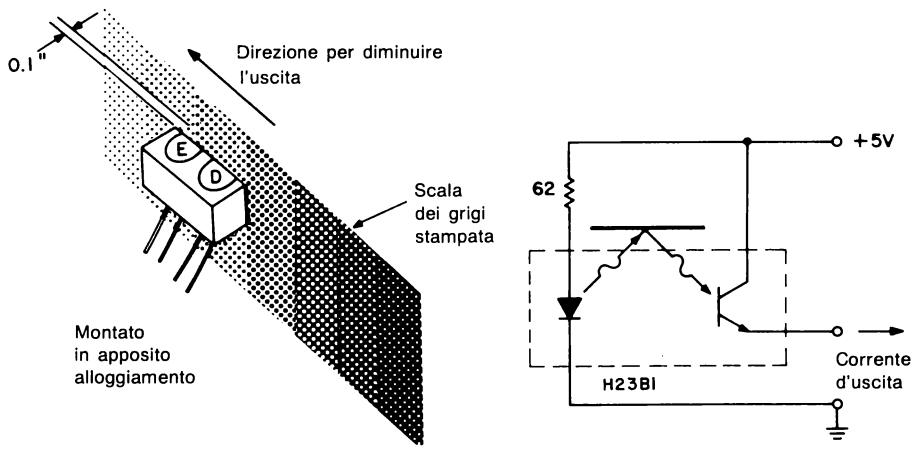
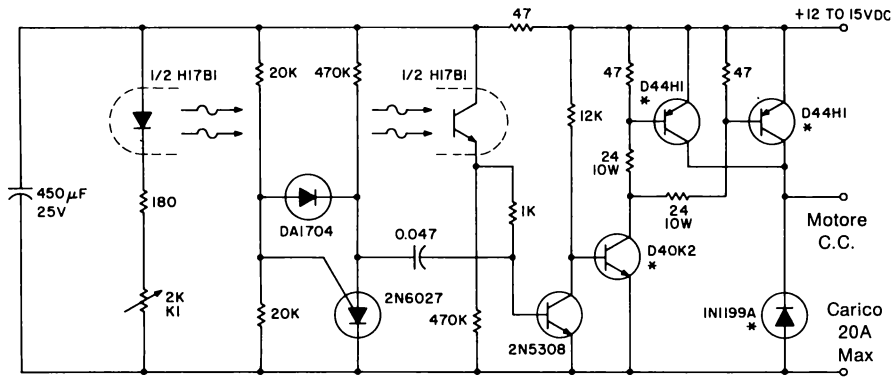


Figura 5.16 — Schema meccanico schema elettrico.

Circuiti di regolazione della velocità dei motori

Questi controlli possono essere del tipo ad anello aperto, nei quali la luce serve solo ad evitare il contatto elettrico e fisico con la persona o la macchina che sorveglia l'uscita del motore, oppure del tipo ad anello chiuso, nel quale la luce rileva la velocità del motore come potrebbe fare un tachimetro, mantenendo una velocità fissa entro un determinato campo di variazione del carico e dell'alimentazione.

I circuiti ad anello aperto sono molto adatti ad essere usati insieme al potenziometro senza contatti descritto in precedenza. Il circuito seguente illustra il concetto usato per controllare un motore a bassa tensione alimentato a batteria dalla potenza di 200 W. Gli effetti della temperatura, eccetera, possono essere compensati regolando la corrente di polarizzazione dell'IRED, tramite un 2N5777 illuminato direttamente dall'IRED, per quanto in generale non sia richiesta una precisione tanto spinta in un sistema azionato dall'uomo.



* Dissipatore termico se necessario

Generatore d'impulsi/Modulatore **Amplificatore**

Figura 5.17 — Controllo di velocità modulato dalla durata degli impulsi.

Il controllo di fase ad anello aperto di un motore in c.a. può essere ottenuto con il «controllo di luminosità costante» descritto in precedenza, completato da un H17A1 montato nella configurazione adottata per il «potenziometro senza contatti», che sostituisce l'L14H4, ed il motore che sostituisce la lampada nel carico. Usando questo od altri circuiti di controllo della fase, per la regolazione della velocità dei motori, si potrà notare che molti motori in c.a. non sono compatibili con questo sistema di controllo, e che molti di quelli che sono controllabili in fase, possono essere regolati solo entro una frazione del campo di variazione della velocità. I motori universali (c.a. e c.c.) si possono facilmente controllare variando la fase, per variazioni note-

voli della velocità, per quanto alcuni abbiano cuscinetti che tendono ad avere problemi di lubrificazione alle basse velocità.

I controlli tachimetrici a retroazione ad anello chiuso, che utilizzano l'H13A ed un disco dentato, garantiscono una migliore regolazione delle velocità quando le caratteristiche dinamiche del sistema motore e del sistema di retroazione sono adattate tra loro per garantire la stabilità. I sistemi tachimetrici a retroazione illustrati più avanti sono stati progettati sulla base di ben definite combinazioni motore/carico, e possono necessitare di modifiche per evitare pendolamenti od oscillazioni se applicati a combinazioni diverse. Questo controllo per motore in c.c. utilizza lo schema del tachimetro ottico descritto in precedenza, per controllare un generatore d'impulsi P.U.T., che a sua volta pilota il commutatore Darlington D44E1, che alimenta il motore.

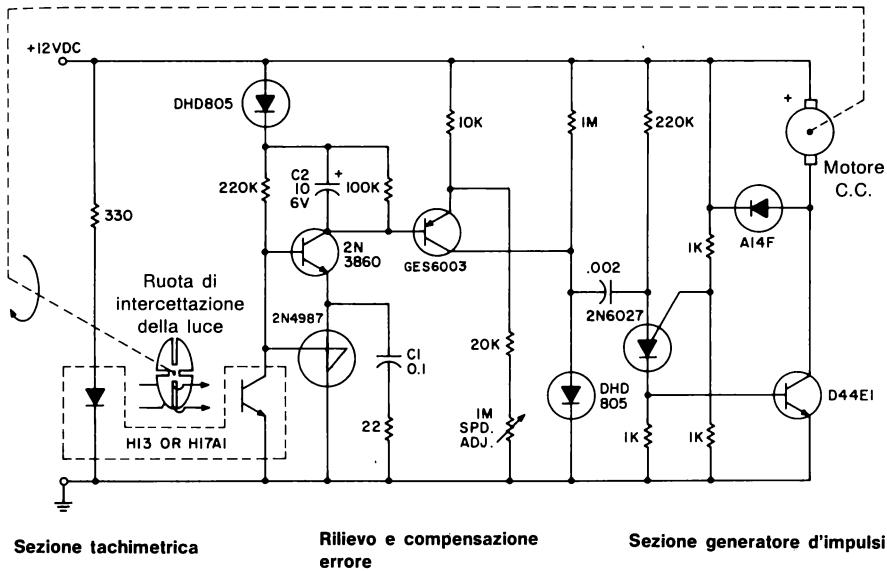


Figura 5.18 — Controllo di velocità di motore c.c. con retroazione tachimetrica e PWM (Pulse Width Modulation = modulazione per durata d'impulso).

Il controllo per motore in c.a. illustrato qui sotto mostra una regolazione della velocità, con retroazione, di un normale motore di corrente alternata ad induzione: si tratta di un compito altrimenti piuttosto difficile, che richiederebbe l'impiego di un tachimetro di precisione a generatore, molto costoso. Quando il disco dentato collegato all'albero motore interrompe il raggio luminoso che attraversa il modulo accoppiatore, il transistor unigiunzione programmabile (P.U.T.) Q1 scarica il condensatore C1, verso il condensatore tampone di maggior capacità C2. La tensione ai capi di C2 è quindi una funzione diretta della velocità di rotazione del motore. In seguito, que-

sto potenziale proporzionale alla velocità viene confrontato con una tensione di riferimento regolabile V1, tramite l'amplificatore operazionale integrato A1, dalla cui uscita proviene il segnale di controllo in c.c. per il secondo P.U.T. Q2. Quest'ultimo dispositivo è sincronizzato alla frequenza di rete e genera impulsi di trigger in modo convenzionale e questi impulsi vanno mandati al TRIAC con un angolo di fase determinato dal controllo della velocità R1, nonchè dall'effettiva velocità del motore.

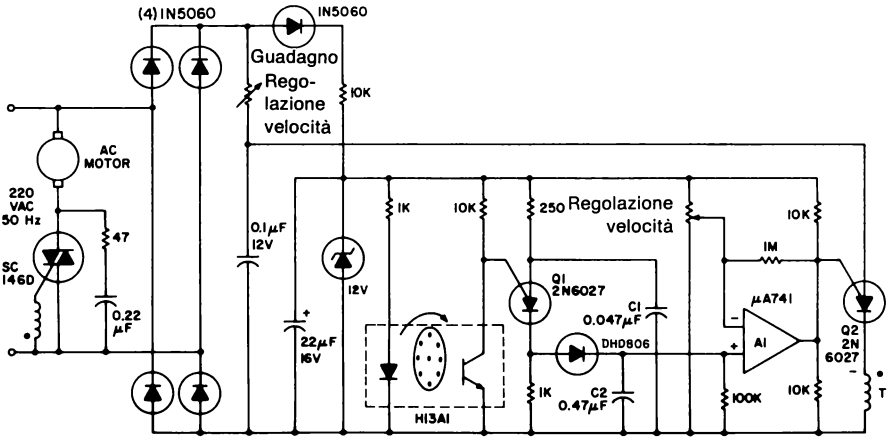


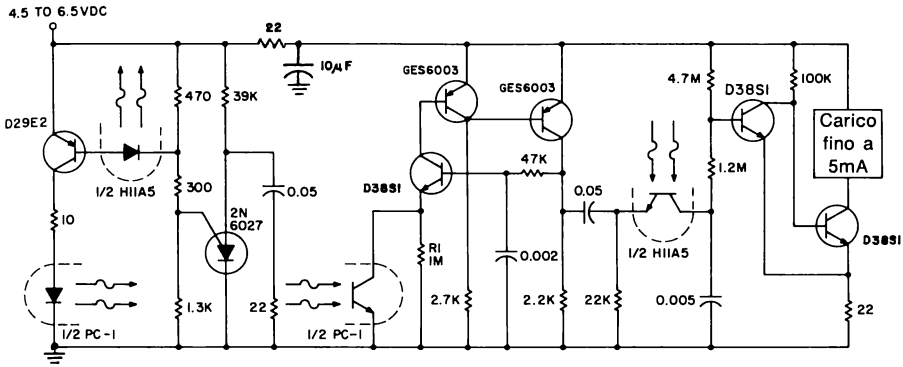
Figura 5.19 — Controllo di velocità di motore c.a. ad anello chiuso, con tachimetro ottico.

Rivelatore di oggetti a lunga portata.

Quando si debbano coprire lunghe distanze con illuminatori ad IRED, o quando è necessaria un'elevata affidabilità del sistema, occorre azionare l'IRED mediante impulsi. Si può aumentare l'affidabilità del funzionamento rilevando in sincronismo la corrente del fotorivelatore, ed è proprio quello che fa questo circuito. PC-1 è una coppia IRED-fototransistor che rileva la presenza di un oggetto che blocchi la trasmissione della luce dall'IRED al fototransistor. Si ottiene una trasmissione a distanza relativamente lunga alimentando l'IRED con impulsi da 10 μsec ogni 2 msec di una corrente a 350 mA ottenuta mediante l'oscillatore 2N6027. La corrente del fototransistor viene amplificata dal D38S1 e dal 2N5356, per aumentare ancora la distanza e permettere l'uso dell'H11A5, anch'esso alimentato ad impulsi dal 2N6027, che servirà da rivelatore sincrono, fornendo un segnale immune da difetti e da disturbi ai commutatori D38S1.

Il progetto è previsto per il funzionamento a batteria, con l'intento primario di garantire una lunga vita della medesima. Si osservi che un ulteriore stadio di amplificazione nel pilotaggio dell'IRED può aumentare la portata di 5...10 volte, con un limite

nella V_F dell'IRED, ed una maggior tensione di alimentazione dell'IRED può ancora raddoppiare la portata!



Scelta PCI	Portata per trasmissione	Portata per riflessione
H23A1	4"	1"
LED56 and L14H3	12"	3"
LED56 and L14G1	18"	4-1/2"
LED55C and L14G1	32"	8"
1N6266 and L14G3	48"	12"

Figura 5.20 — Rilevatore di oggetti a lunga portata.

C. LA TRAMISSIONE DELLE INFORMAZIONI CON LA LUCE

La trasmissione delle informazioni elettroniche su un raggio di luce è l'impiego attualmente più diffuso della tecnica optoelettronica. Le applicazioni spaziano dalla trasmissione delle informazioni via optoaccoppiatore tra circuiti logici, tra linee di potenza e circuiti di segnale, tra linee telefoniche e circuiti di controllo, fino ai sistemi a modulazione di impulso che trasmettono le informazioni attraverso l'aria o le fibre ottiche, raggiungendo distanze relativamente elevate.

1. Informazioni analogiche

I circuiti che illustreremo qui di seguito sono progettati per la trasmissione di segnali analogici ossia lineari, per via optoelettronica. In questo capitolo saranno illustrate le relazioni tra distanza di comunicazione, fedeltà, immunità ai disturbi ed altri vincoli di progetto; quanto detto viene usato come esempio nello sforzo di far nascere una sensibilità nei riguardi di questa tecnologia.

Ricetrasmettitori a collegamento luminoso

Con semplici torce a 6 V si può costruire un sistema ricetrasmittente portatile con allineamento visuale. La corrente della lampadina è modulata a frequenza audio, e quindi viene emesso un raggio di luce modulato. Il raggio modulato viene ricevuto da un fotodarlington, quindi amplificato in c.a., per arrivare a pilotare un piccolo altoparlante che rappresenta l'uscita audio. Si osservi che l'alimentazione della lampada con un segnale in c.a. produce una tensione efficace equivalente ad un terzo dei 6 V di alimentazione. Per cui sarà appropriato l'impiego della lampadina a 2 V PR4. L'L14F potrà essere montato lungo l'asse del raggio oppure, per ottenere una sensibilità maggiore, affacciato al riflettore della torcia, proprio al di sopra della lampadina (il filamento della lampadina è sistemato nel fuoco del paraboloide riflettore). La fedeltà non è elevata, a causa delle caratteristiche di passabasso del filamento della lampada, ma si sono ottenute conversazioni intelligibili a distanze fino a circa 33 metri.

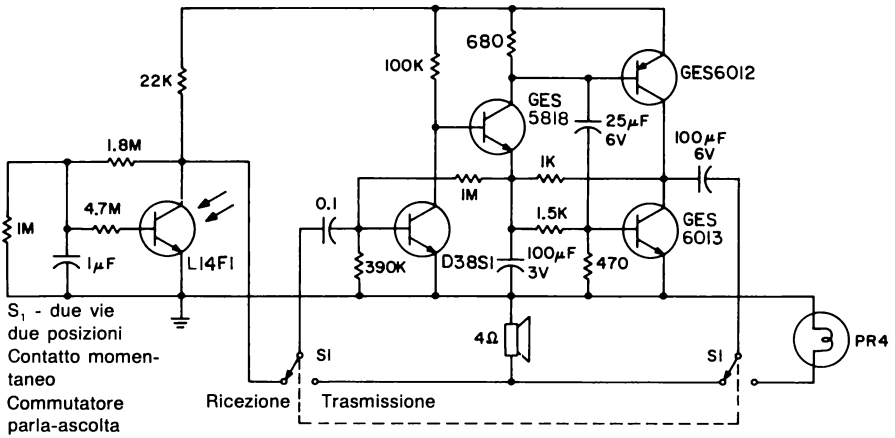


Figura 5.21 — Comunicatore con lampada torcia.

L'uso di un IRED come sorgente luminosa evita il ritardo di risposta della lampadina come origine di scarsa fedeltà, ma richiede il progetto di un generatore d'impulsi e di una modulazione in frequenza oppure in ampiezza, in modo che l'IRED possa generare una luce sufficiente da trasmettere ad una distanza apprezzabile. La dissipazione di potenza nell'IRED limita le possibilità di tale sistema per quanto riguarda la distanza e la frequenza modulante, a causa dell'interazione tra dissipazione di potenza, durata degli impulsi e frequenza dei medesimi. Nelle applicazioni dove la trasmissione delle informazioni senza interferenze elettromagnetiche è assolutamente necessaria, si potrà costruire un sistema di costo relativamente basso utilizzando un IRED, un fototransistor e fibre ottiche in vetro di basso prezzo, che garantirà la tra-

smissione fino ad una trentina di metri, a frequenze superiori ai 100 kHz, usando un economico circuito di pilotaggio. Per i sistemi a maggior frequenza e per lunghe distanze, occorrono generatori d'impulsi che abbiano la possibilità di produrre brevi impulsi (< 200 nsec) a corrente elevata, con sovraelongazione del bordo di salita; questi accorgimenti aumentano parecchio il costo del sistema, e richiedono sistemazioni atte a disperdere il calore generato dall'IRED. La trasmissione dei dati in modulazione di frequenza e ad impulsi è compatibile sia con i sistemi ad alta che a bassa frequenza. La serie di IRED General Electric LED55 ha un elevato rendimento ed un'eccellente stabilità, dovuta al trattamento epitassiale in fase liquida, che determina anche i parametri di commutazione e la velocità della risposta. Questo tempo di risposta varia da circa 100 a 500 nsec, a seconda del livello di polarizzazione, ed indica che, per una data dissipazione di potenza nell'IRED, e per una data frequenza di funzionamento, c'è una larghezza ottimale dell'impulso d'ingresso, che produrrà un massimo di uscita impulsiva, e di conseguenza la distanza di trasmissione. Per i sistemi illustrati nella successiva applicazione, la durata ottimale dell'impulso è stata determinata in 500 nsec, per quanto la potenza d'uscita rimanesse entro il 10% della massima per durate d'impulso tra 170 nsec e più di 1 µsec. Questi valori sono stati determinati controllando la potenza d'uscita con un fototransistor collegato come fotocellula (la risposta fotoelettrica con una resistenza di carico di basso valore è più veloce di un ordine di grandezza rispetto all'IRED) per la variazione della durata d'impulso applicato all'IRED, lasciando inalterati tutti gli altri parametri del sistema. La potenza di picco all'ingresso per la massima dissipazione di potenza che si vuole, può essere calcolata per ciascun valore della durata dell'impulso, e moltiplicata per la potenza di picco normalizzata in uscita e per il rendimento, rispettivamente per quella data potenza d'ingresso e durata d'impulso, per ottenere una serie di valori della potenza di picco disponibile all'uscita, come funzione della durata dell'impulso: il tutto alla frequenza, con la forma d'onda e con la dissipazione media desiderate.

Riportando su un grafico (Fig. 5.22) il suddetto gruppo di valori, si otterrà una curva che permette di ottimizzare il sistema per via analitica. Occorre osservare che il picco dell'emissione luminosa si avrà 50... 1000 nsec dopo che la corrente d'ingresso ha raggiunto il massimo, e che l'IRED continuerà ad emettere luce per 1 µsec dopo che l'impulso di corrente all'ingresso sarà sceso a livelli trascurabili: tutto questo pone dei vincoli al tasso di ripetizione dei picchi ed all'ottimizzazione della potenza dell'inviluppo dei picchi, per progetti a frequenze superiori ai 500 kHZ*. Per questo motivo la maggior parte dei sistemi ad alta frequenza adotta i diodi laser al GaAs, di costo elevato e breve durata.

Un trasmettitore ottico FM (PRM) è stato progettato usando un transistor unigiunzione programmabile (PUT) come generatore di impulsi, impiegando le tecniche sopradescritte. Il circuito base può essere fatto funzionare ad 80 kHz e questo é un limite dovuto alla combinazione PUT-condensatore: una frequenza maggiore richie-

---

* Vedi 1 MHz Telecommunications Data Isolator pag. 73.

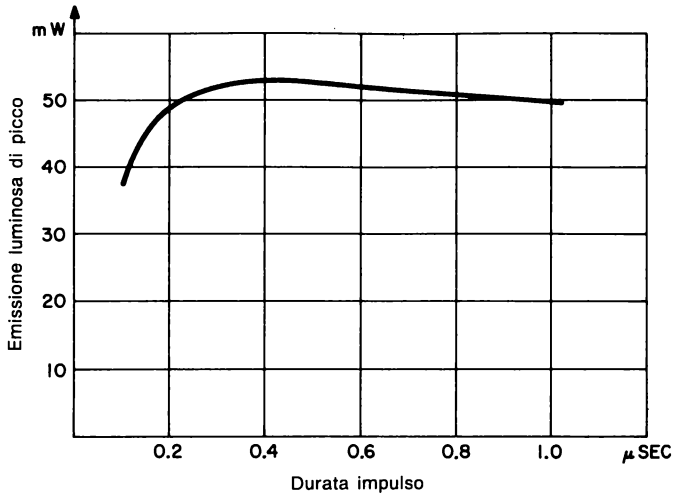


Figura 5.22 — Emissione luminosa di picco prevista per funzionamento con PAVE = 0,25 W, f = 80 kHz.

derebbe una capacità inferiore che a sua volta produrrebbe una potenza di picco inferiore. Come risulta dall'illustrazione la frequenza massima di modulazione è di 60 kHz. La cadenza di ripetizione degli impulsi è relativamente indipendente dalla temperatura e dalla tensione dell'alimentatore, mentre è una funzione lineare di V_{IN}, la tensione di modulazione. Provato con il ricevitore illustrato in seguito, si è ottenuta una trasmissione efficace di informazioni in aria libera su distanze di circa 4 m. La sistemazione di lenti sull'emettitore di luce e sul rivelatore oppure la trasmissione del segnale su fibre ottiche di basso costo aumenta grandemente la portata e rende minimi gli effetti di disturbo della luce diffusa. Si può ottenere un'uscita maggiore utilizzando un condensatore più grande ma la frequenza di funzionamento sarà più bassa, oppure usando un LED 55C che eroga una maggiore intensità luminosa. L'assorbimento medio di potenza del circuito trasmettitore è inferiore ai 3 W.

Per aumentare al massimo la portata il ricevitore deve essere progettato allo stesso modo del circuito di ingresso di un radioricevitore, in quanto il segnale ricevuto sarà analogo al segnale radio sia nelle componenti di frequenza che nell'ampiezza della corrente del fotodiodo. Il maggior vincolo alla prestazione del ricevitore é il rapporto segnale-rumore, quindi la schermatura elettromagnetica, la stabilità, i punti di lavoro, la disposizione dei componenti eccetera, diventano particolari importanti per la resa finale. Questo circuito ricevitore é formato da un rivelatore L14G2, da un amplificatore a due stadi, e da un demodulatore FM (che é il circuito del tachimetro, illustrato in precedenza, modificato per funzionare a frequenze superiori ai 100 kHz. Si osservi che si potrà ottenere una migliore sensibilità usando il fototransi-

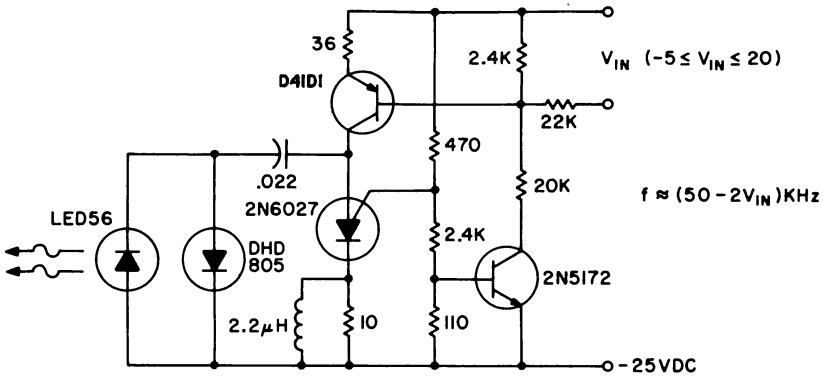


Figura 5.23 — Trasmettitore ottico FM con frequenza centrale di 50 kHz.

stor ad alto guadagno L14G3 al posto dell'14G2, che costa meno, e/o usando più stadi amplificatori stabilizzati con CAG; un costo inferiore ad una sensibilità anch'essa inferiore si potranno ottenere usando una coppia emettitore-rivelatore H17 e/o eliminando gli stadi amplificatori. Per alcune applicazioni potrà essere necessaria un'ulteriore filtrazione della tensione di uscita.

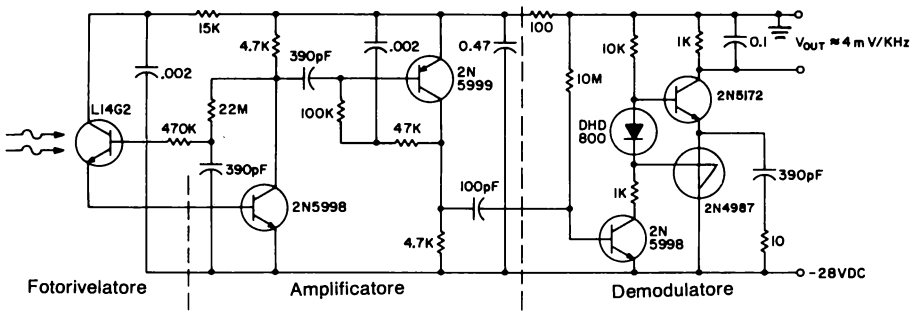


Figura 5.24 — Ricevitore per il trasmettitore ottico da 50 kHz FM.

Accoppiatore lineare analogico PRM

Una versione di questo sistema corredata di un minimo numero di componenti fornisce un trasferimento lineare di un segnale senza contatto elettrico, impiegabile a distanze brevi oppure con un optoaccoppiatore per il trasferimento lineare delle informazioni. Per quanto l'uscita sia a basso livello e non possa essere caricata in modo apprezzabile senza alterarne la precisione, un solo amplificatore operazionale in-

tegrato oppure un amplificatore per strumenti potrà fornire sia il guadagno lineare che quello di potenza in modo da poter usare il sistema su una grande varietà di carichi.

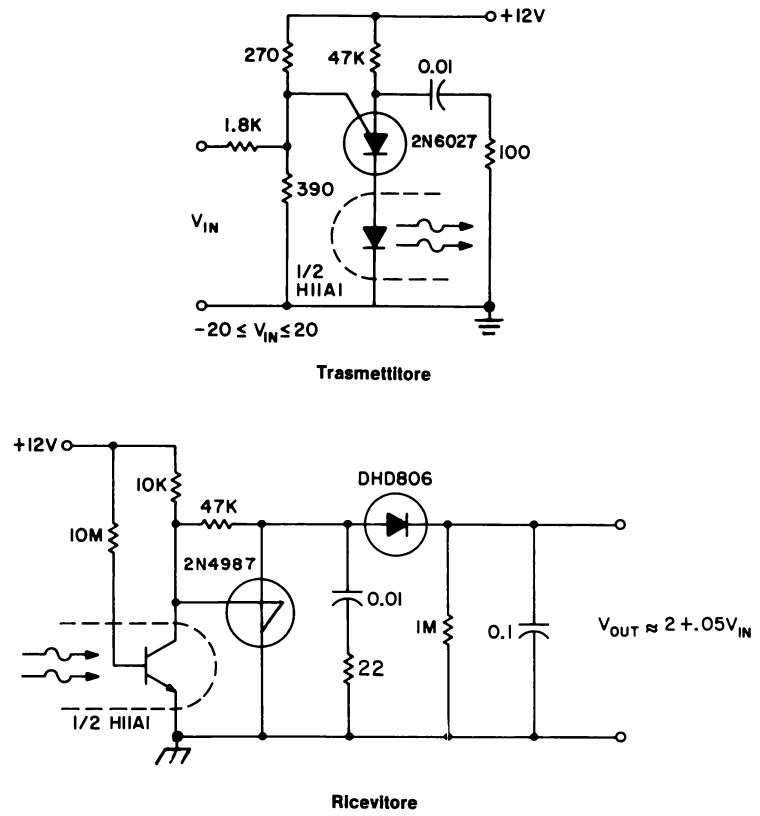


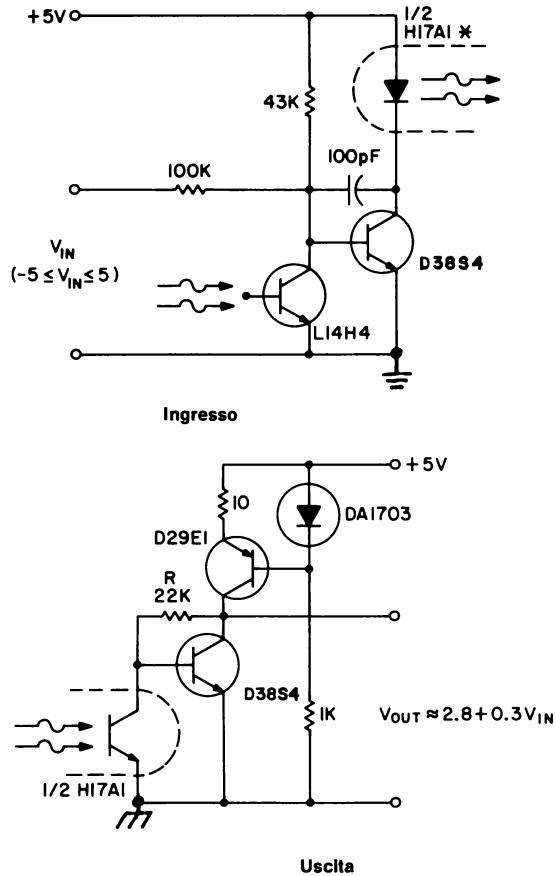
Figura 5.25 — Circuito di isolamento lineare PRM con un minimo numero di componenti.

Accoppiatore lineare in c.c.

L'accoppiamento diretto di segnali analogici in corrente tramite optoaccoppiatore mette la prestazione del circuito alla mercé della linearità dell'accoppiatore e del coefficiente di temperatura. L'uso di un accoppiatore supplementare per la retroazione potrà garantire la linearità solo se i due accoppiatori hanno caratteristiche perfettamente identiche e sono polarizzati in modo assolutamente uguale.

Questo non si può praticamente realizzare nella maggior parte dei progetti di apparecchiature e quindi sorge la necessità di affrontare il progetto in modo diverso.

Una delle soluzioni di maggior successo di questo problema può essere ottenuta usando una coppia emettitore-rivelatore H17 ed un L14H4 come si vede nella figura che segue. Il rivelatore dell'H17 e l'L14H sono sistemati in modo da essere entrambi illuminati dall'emettitore IRED H17. Sarebbe opportuno progettare meccanicamente il circuito in modo da poter posizionare l'emettitore H17 per avere una $V_{OUT} = 2{,}8$ V quando $V_{IN} = 0$, assicurando in tal modo un'uguaglianza delle correnti di collettore nei rivelatori; a questo punto tutti e tre i dispositivi verranno bloccati nelle rispettive posizioni. Altrimenti si potrà regolare R in modo da ottenere il necessario livello zero nonostante il fatto che l'adattamento alla temperatura dovrebbe risultare peggiore quando é stata regolata R.



* Posizionato molto vicino per illuminare il rivelatore H17A1 ed L14H4, in modo che sia $V_{OUT} \approx 2{,}8$ V a $V_{IN} = 0$.

Figura 5.26 — Circuito accoppiatore ottico lineare

Si noti che la polarizzazione di ingresso dipende dalla tensione di alimentazione, per quanto l'uscita sia abbastanza indipendente dalle variazioni della medesima. Prove effettuate hanno dimostrato che la linearità era migliore di quella che si poteva ottenere usando nastro adesivo per fissare i componenti nelle loro posizioni, e ciò per le variazioni dell'allineamento dovute al fissaggio precario.

2. Informazioni digitali

I circuiti che illustreremo in seguito sono usati per trasmettere informazioni sotto forma di stati di commutazione ossia acceso e spento, oppure 0 e 1. La maggior parte di questi circuiti sono progettati per funzionare da interfaccia con i circuiti integrati logici commerciali ricevendo e/o trasmettendo segnali da/verso altri circuiti logici. A causa della velocità di commutazione sia dell'emettitore che del rivelatore, nessun optoaccoppiatore può avere una velocità compatibile con famiglie logiche che non siano quelle del tipo più lento, almeno per quanto riguarda la produzione attuale. Per questo motivo la compatibilità logica di questi circuiti si limita ai livelli e per le peggiori condizioni: ossia gli 0 e gli 1 saranno in accordo con i livelli nominali per gli integrati entro il campo delle condizioni di specifica.

TTL

È la famiglia logica più diffusa, quella che mette a disposizione più funzioni e che é alla base delle normalizzazioni IEEE per le interfacce digitali delle strumentazioni

PARAMETRO	Condizioni di prova						Limiti		
	V_{CC}		I_{IN}		I_{SINK}		Min.	Max.	Unità
	Min.	Max.	Min.	Max.	Min.	Max.			
V_{OUT} (1)	4.5V					-0.4mA	2.4		Volt
V_{OUT} (0)	4.5V				12.0mA			0.4	Volt
V_{IN} (1)		5.5V		1.0mA			2.0		Volt
V_{IN} (0)		5.5V	-1.6mA					0.8	Volt

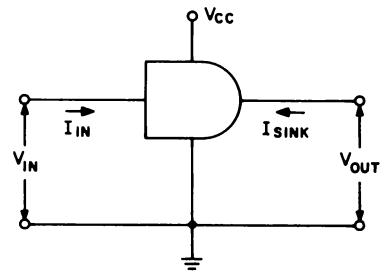
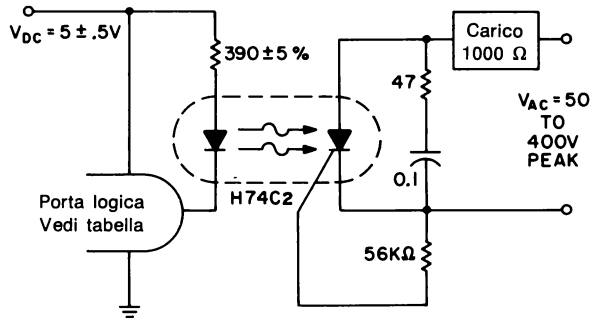
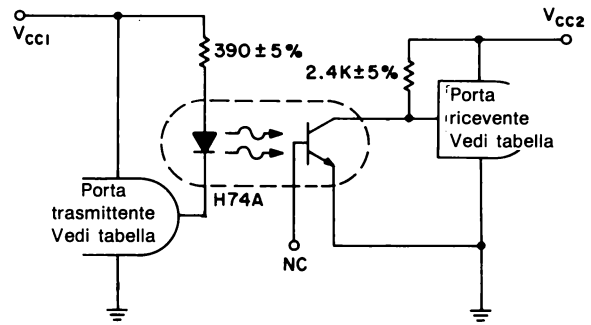


Figura 5.27 — Caratteristiche necessarie alle porte TTL che dovranno essere interfacciate con la serie H74.

programmabili. C'è anche una grande varietà di tipi standard di TTL (per esempio ad alta velocità, schottky, LSI, eccetera) ciascuno dei quali ha livelli logici diversi o diverse condizioni del livello logico (principalmente erogazione e drenaggio di corrente): ognuno di questi può richiedere requisiti differenti ad un optoaccoppiatore che voglia funzionare da interfaccia con essi. Per semplificare alcuni problemi di interfacciamento delle logiche TTL con optoaccoppiatori, la GE ha seguito le norme per i dispositivi SSI (componenti a funzione singola ossia porte OR, flip flop, eccetera) ed ha normalizzato una serie di accoppiatori in modo che fossero compatibili in livello con le diffuse serie TTL tipo 7400, 74H00 e 74S00, entro i limiti di variazione prescritti per i parametri di ingresso, l'alimentazione e le variazioni di temperatura. Questi accoppiatori sono chiamati serie H74 e sono provvisti di resistenze di polarizzazione in configurazione prestabilita, con gli adatti valori e la prescritta tolleranza del 5%. Questo elimina ogni rischio di applicazione errata o di malfunzionamento del circuito. Gli schemi e la tabella della verità che appaiono nelle Figure 5.27 e 5.28



Circuito di polarizzazione dell'H74 per accoppiamento tra circuiti logici e rete.



Circuito di polarizzazione per H74 A1 che accoppia logica con logica.

Figura 5.28 — Circuiti di accoppiamento per logiche, della serie H74.

mostrano l'applicazione di questa serie di accoppiatori. Con questi componenti si riducono al minimo le considerazioni del margine di rumore in quanto le basse velocità in commutazione degli optoaccoppiatori non permettono loro di reagire ai pacchi velochi che sono caratteristici del rumore.

I TTL a bassa potenza, i TTL a bassa potenza con livellamento schottky, i TTL MSI ed i TTL LSI non avranno in genere la capacità di drenaggio di corrente indicata nella tabella delle polarizzazioni dell'H74. La serie di optoaccoppiatori H74 potrà ancora fornire i mezzi di interfacciamento con tutti questi tipi e tra tutti questi tipi. Basterà un semplice stadio di amplificazione a transistor come buffer di uscita a permettere il pilotaggio di un IRED da parte di uscite a bassa corrente (scendendo fino a 100 μA). Il senso logico non viene cambiato, un'uscita a zero logico dà corrente all'IRED che attiva l'uscita dell'optoaccoppiatore. Le versioni TTL ad elevata soglia (HNIL, eccetera) si possono di solito usare senza amplificazione, aumentando il valore delle resistenze di polarizzazione in modo da mantenere la corrente, nel caso più sfortunato, entro i valori ammessi per il TTL, alle massime tensioni di alimentazione usate per questi circuiti logici.

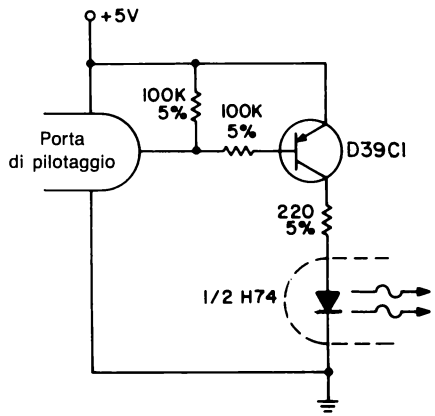


Figura 5.29 — Funzionamento della serie H74 da TTL MSI ed LSI a bassa potenza.

CMOS

Come tutte le logiche a bassa potenza (bipolari e MOS), gli ingressi CMOS sono agevolmente pilotabili dalle uscite degli optoaccoppiatori. Per quanto alcuni accoppiatori siano definiti compatibili con le uscite CMOS, un attento esame rivela che le porte CMOS dovrebbero essere capaci di erogare o di assorbire diverse centinaia di microampere, per poter pilotare la sorgente luminosa. Siccome i CMOS standard lavorano con tensioni minime di alimentazione che arrivano ai 3 V, con possibilità di

assorbimento od erogazione di correnti massime che possono anche essere di 30 μA, si ravvisa nuovamente la necessità del transistor buffer che possa adeguare la corrente a quella dell'IRED, qualora il CMOS debba pilotare un optoaccoppiatore. Come nel caso delle famiglie TTL a bassa potenza, l'uscita dell'H74A può pilotare un gran numero di ingressi CMOS o un ingresso TTL standard, se si provvede un'adeguata polarizzazione per l'IRED. Il circuito di pilotaggio dell'optoaccoppiatore è illustrato qui di seguito.

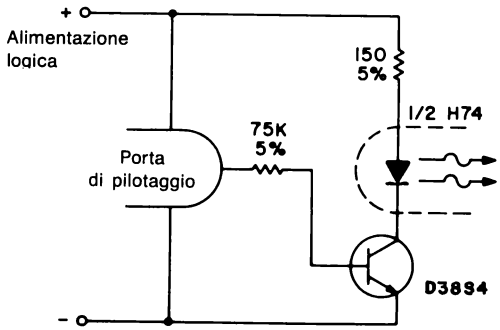


Figura 5.30 — Circuito di polarizzazione dell'H74 da parte di CMOS, per impieghi generali.

Si noti che il senso logico viene invertito, ossia uno stato logico "1" accende l'IRED. Questo circuito creerà le condizioni di pilotaggio dell'IRED, per il caso più sfortunato, per tensioni di alimentazione dei circuiti logici che vanno da 3 a 10 V, per quanto si possa ottenere una minor dissipazione di potenza usando resistenze di maggior valore per maggiori tensioni di alimentazione. Se si vuole questo, si ricordi che si deve poter fornire all'IRED il pilotaggio per il caso più sfortunato alla minima tensione di alimentazione, alla minima temperatura ed alle massime tolleranze della resistenza, alla massima resistenza di saturazione di gate, ed alle massime tensioni di saturazione del transistor. Per i dispositivi H74, la minima corrente nell'IRED nelle peggiori condizioni (livello logico "0" dell'uscita della porta che pilota) è di 6,5 mA.

P MOS ed N MOS

Queste famiglie logiche hanno possibilità di erogazione e di assorbimento di corrente analoghe a quelle più restrittive dei CMOS precedentemente descritti. Le normali tensioni di alimentazione per i circuiti logici variano da 6 a 30 V, ed a questi livelli di pilotaggio devono adeguarsi i progetti dei circuiti di polarizzazione. Gli N MOS hanno una maggior possibilità di assorbire corrente che di erogarne, mentre di solito i P MOS si comportano in modo contrario. Poichè queste famiglie logiche si

trovano in una grande varietà di configurazioni standard oppure particolari (dai calcolatori ai microcomputer, ai sintetizzatori musicali, eccetera), risulta impossibile determinare un circuito universale di polarizzazione dell'optoaccoppiatore. La configurazione del circuito sarà simile a quella usata per i TTL a debole uscita nel caso degli N MOS, mentre sarà analoga a quella per i CMOS nel caso dei P MOS. Le limitazioni per la resistenza di polarizzazione sono state definite in precedenza.

3. Circuiti di telecomunicazione

Il più vasto sistema di trasmissione delle informazioni è la rete telefonica degli Stati Uniti. In questo sistema esistono parecchie funzioni che potrebbero trarre vantaggio dall'impiego degli optoaccoppiatori. Questo paragrafo documenta alcune di queste applicazioni, per quanto si debba osservare che occorre una conoscenza dettagliata del particolare sistema telefonico e della sua interazione con il circuito dell'optoaccoppiatore, per garantire il corretto funzionamento del circuito ed evitare danni al sistema telefonico stesso.

Rivelatori di chiamata (suoneria)

Questi circuiti sono progettati per rivelare il segnale di suoneria a 20 Hz ed a circa 86 Veff proveniente dalle linee telefoniche e per avviare il funzionamento di un circuito elettricamente isolato. Le applicazioni normali saranno le apparecchiature di risposta automatica, le interfacce di interconnessione ed i sistemi a tastiera. I circuiti che illustreremo in seguito sono puramente schematici, e servono a chiarire i principi e non sono corredati dei sistemi per eliminare le differenze tra c.a. e c.c. nel segnale di suoneria, per sopprimere il ronzio a 60 Hz, e gli impulsi del combinatore, eccetera; di tutti questi effetti bisognerà tener conto nelle applicazioni pratiche. Il primo rivelatore del segnale di suoneria è anche il più semplice, e fornisce un segnale di circa 1 mA per un carico sulla linea di 7 mA, e questo segnale inizia circa 1/10 di secondo dopo l'inizio del segnale di suoneria. Il condensatore di ritardo garantisce un certo grado di soppressione degli scatti e del ticchettio del combinatore, e provvede inoltre a filtrare il passaggio per lo zero dell'onda a 20 Hz.

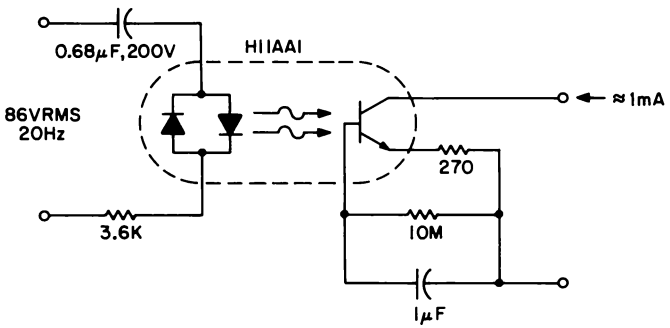


Figura 5.31 — Semplice circuito rivelatore di suoneria.

Questo circuito è alla base di un semplice esempio: un ripetitore di chiamata che potrà mettere in funzione lampade e cicalini alimentati dalla rete a 120V, 60Hz pur mantenendo un effettivo isolamento tra la linea telefonica e la rete elettrica. L'uso di triac a banderuola isolata semplifica la dissipazione del calore, eliminando gli inconvenienti dovuti alla necessità di isolare il dissipatore termico dal telaio comune.

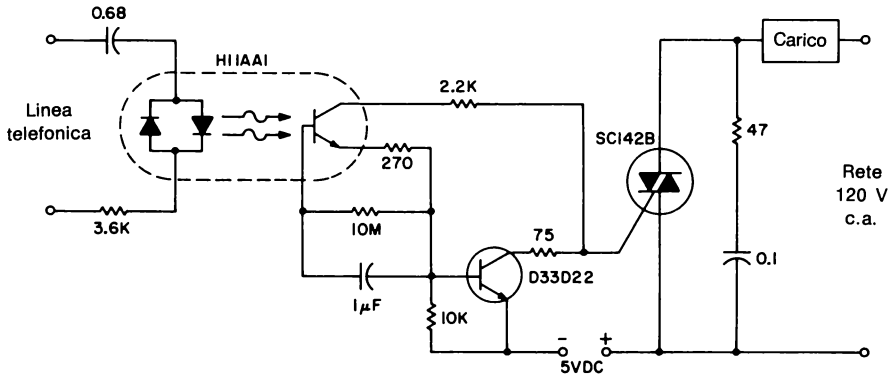


Figura 5.32 — Commutatore ripetitore di suoneria.

In molte applicazioni dei rivelatori di chiamata è necessario applicare alla linea un minor carico di corrente. Lo scopo si può ottenere impiegando l'optoaccoppiatore H11BX522 a fotodarlington, che può erogare un'uscita di 1 mA a partire da una cor-

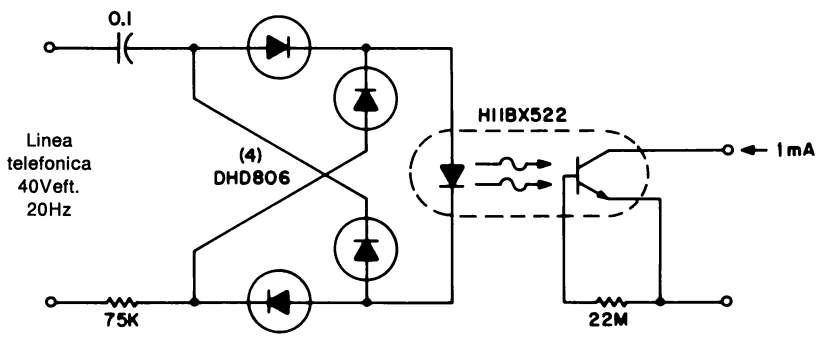


Figura 5.33 — Rivelatore di suoneria con basso carico sulla linea.

rente d'ingresso di 0,5 mA, entro il campo delle temperature d'impiego, che va da −25° C +50° C. Il circuito che segue permette di rilevare la chiamata con un segnale di suoneria ridotta a 40 Veff, mentre garantisce una reiezione della frequenza di rete di circa 20 Veff. La filtrazione dei passaggi per lo zero può essere ottenuta sia sul raddrizzatore a ponte disposto all'ingresso, che all'uscita, in modo analogo a quello impiegato con l'H11AA1 di cui si è parlato dianzi.

Rivelazione della corrente di linea

La rivelazione della corrente che scorre nella linea e la sua visualizzazione in un punto elettricamente distante, sono necessarie nella sorveglianza dello stato della linea, ed in un quantità di punti del sistema telefonico e dei sistemi ausiliari. Lo sbilanciamento della linea dovrà essere ridotto al minimo, e così pure il carico introdotto dal circuito di sorveglianza, mentre dovranno essere ignorati i livelli relativamente elevati di tensioni indotte a frequenza di rete. L'H11AA1 permette di rilevare correnti di linea di entrambe le polarità, senza che si abbia discriminazione, mentre ignora i disturbi fino a circa 2,5 mA.

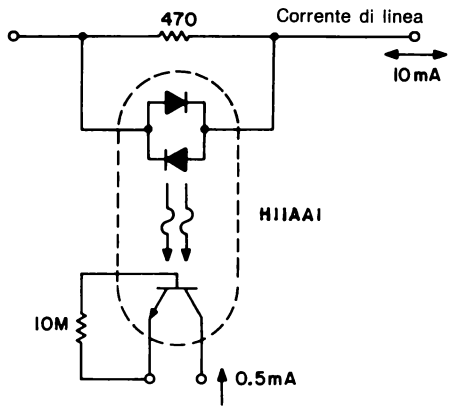


Figura 5.34 — Rivelatore di corrente di linea indifferente alla polarità.

In applicazioni dove occorra un'elevata immunità al rumore od una rivelazione della corrente di linea sensibile alla polarità, si potrà usare l'accoppiatore a soglia H11A10. Questo accoppiatore a fototransistor è caratterizzato da un rapporto di trasferimento di corrente minimo del 10% ad una data corrente d'ingresso, mentre la corrente di fuga è inferiore a 50 μA ad una corrente d'ingresso dimezzata, ed il tutto entro l'intero campo delle temperature di funzionamento, da −55° C a + 100° C. La corrente d'ingresso alla quale l'accoppiatore è attivato, è programmabile per valori da 5 a 100 mA mediante un'unica resistenza. Il circuito che segue mostra un rivelatore di corrente di linea che indica la polarità delle correnti superiori a 10 mA,

mentre ignora le correnti di linea inferiori a 5 mA. Il circuito manterrà inalterati questi margini entro il campo di temperature che va da −55° C a + 100° C.

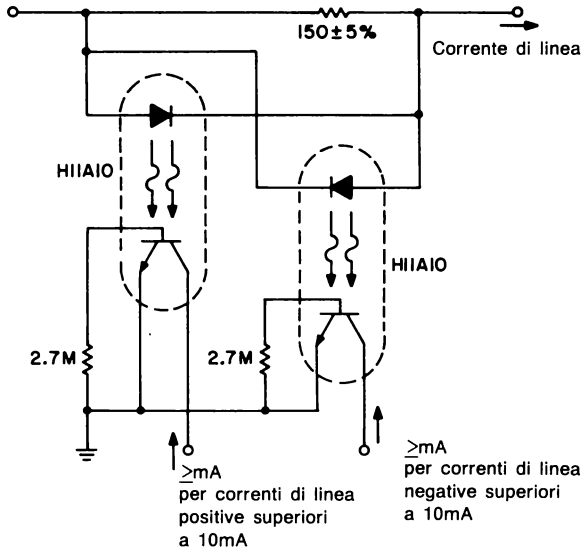


Figura 5.35 — Rivelatore di corrente di linea con indicazione della polarità.

Pilotaggio lampada spia

Un semplice circuito di "relè allo stato solido" mette a disposizione un semplice sistema per pilotare la lampada spia telefonica a 10 V c.a. con segnali provenienti da circuiti logici, mantenendo un completo isolamento tra la linea a 10 V e questi ultimi.

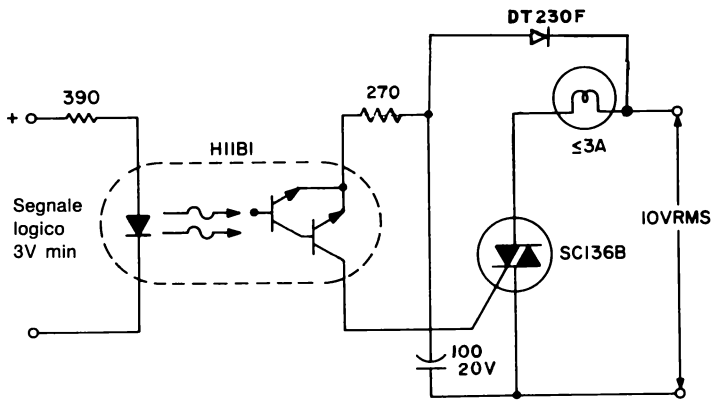


Figura 5.36 — Commutatore per lampada spia isolato e controllato da livelli logici.

Isolatore di dati

Un amplificatore-isolatore per trasmissione dati ad alta velocità può essere costruito con spesa ragionevole usando il 4N35 come collegamento isolato per i dati. Il circuito che segue contiene l'amplificatore per la trasmissione dei dati, il collegamento di trasmissione, l'amplificatore per la ricezione e la retroazione della corrente di polarizzazione, garantendo in questo modo elevatissima velocità di funzionamento dell'accoppiatore. Si osservi che, cambiando i valori delle resistenze per mantenere costanti le soglie ed i livelli di corrente, occorre usare alimentatori con tensione diversa dai normali 5 V. Il pilota in controfase viene usato nell'isolatore per trasmissione dati, insieme al condensatore da 0,005 μF, allo scopo di permettere la rapida iniezione e rimozione della carica di circa ½ nC immagazzinata nell'IRED per ogni mA di corrente di polarizzazione diretta. Dato che la rimozione incompleta di questa carica immagazzinata si manifesta con la presenza di una componente continua nella luce emessa ad alta frequenza, il circuito di retroazione mantiene I_F nell'isolatore per trasmissione dati ad un valore tale da minimizzare questa componente in c.c. L'isteresi presente nell'amplificatore d'uscita rende più precisi i tempi di salita e discesa all'uscita, pur mantenendo integre le relazioni tra le durate degli impulsi.

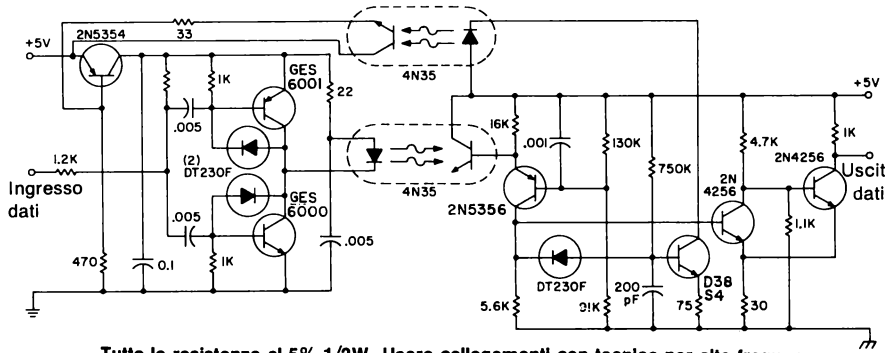


Figura 5.37 — Isolatore per dati ad 1 MHz, e circuito amplificatore.

Indicatore degli impulsi del combinatore

Questo circuito rileva la commutazione in chiusura ed in apertura della tensione continua di linea a 48 V, e trasmette gli impulsi ai circuiti logici. Un accoppiatore a

soglia H11A10, con filtro a condensatore, fornisce un semplice circuito che mette a disposizione un'indicazione degli impulsi del combinatore e contemporaneamente respinge i disturbi indotti ad alto livello ed a frequenza di rete. Il DHD805 provvede alla protezione del LED mediante polarizzazione inversa durante gli eventuali transitori di sovratensione. La filtrazione capacitiva toglie meno di 10 msec al fianco d'inizio dell'impulso di combinatore a 40 V, mentre respinge fino a 25 Veff alla frequenza di rete.

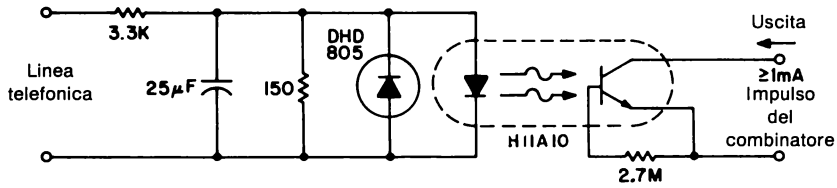


Figura 5.38 — Indicatore degli impulsi del combinatore

D. CIRCUITI DI COMANDO DI POTENZA

Il progresso dell'optoaccoppiatore ha reso possibile il progetto di un relè completamente allo stato solido. Un relè allo stato solido può eseguire non solo tutte le funzioni dei nomali relè elettromeccanici, ma garantisce pure l'affidabilità dello stato solido, la commutazione a tensione zero e, cosa più importante di tutte, un interfacciamento diretto tra i circuiti logici integrati e la linea di potenza.

1. Relè allo stato solido in c.a.

Un progetto di relè allo stato solido in c.a. con commutazione a tensione zero, che corrisponda ai criteri anzidetti, è una combinazione di quattro singoli circuiti. C'è per prima cosa un circuito d'ingresso. I terminali d'ingresso di questa sezione del relè sono analoghi a quelli della bobina del relè elettromeccanico (EMR). Si tratta in effetti di un circuito resistivo, e può essere progettato in modo da accettare una vasta gamma di valori d'ingresso. I circuito sono previsti per poter ricevere segnali digitali od analogici, e per limitare la corrente d'ingresso necessaria, in modo da potersi direttamente collegare alle uscite dei circuiti logici. La seconda sezione di un relè allo stato solido consiste in una funzione d'isolamento svolta da un optoaccoppiatore. Quest'ultimo elemento garantisce un percorso isolato mediante un dielettri-

co, per trasferire l'informazione contenuta nel segnale d'ingresso ad una terza funzione. Questa consiste nel circuito di commutazione a tensione zero (ZVS). Il circuito ZVS rileva la tensione di linea e controlla la quarta funzione (sezione di potenza), determinandone lo stato «attivo» o «disattivato».

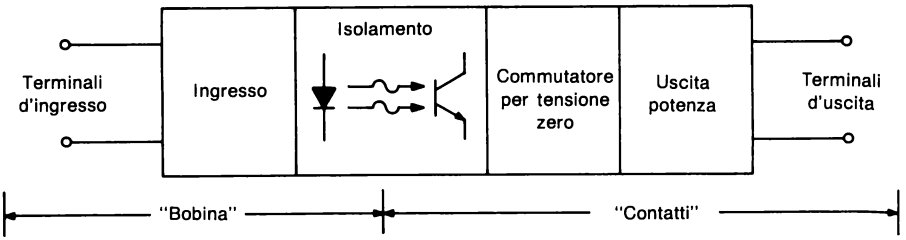


Figura 5.39 — Schema a blocchi di relè allo stato solido.

Un progetto affidabile di relè allo stato solido comprende la giusta scelta dei componenti ed attente considerazioni sui sistemi che dovranno essere interfacciati. Ci sono molte configurazioni circuitali possibili, ciascuna con i propri vantaggi e svantaggi.

Il circuito d'ingresso dovrà essere progettato in base al segnale disponibile. Operando con segnali logici, si tengano in considerazione tutte le possibilità delle uscite delle porte logiche. Questi elementi possono funzionare per erogazione od assorbimento di corrente. Alcuni circuiti MOS (o CMOS) possono erogare solo 20 μA circa, mentre le porte TTL possono passare fino a 50 mA in assorbimento e fino a −1,6 mA in erogazione. Queste correnti saranno disponibili all'ingresso per pilotare il relè allo stato solido. Nella maggior parte dei circuiti, l'IRED d'ingresso del relè abbisogna di 0,5 .....20 mA ad una tensione minima di 1,5 V (la caduta diretta del diodo), se si vo-

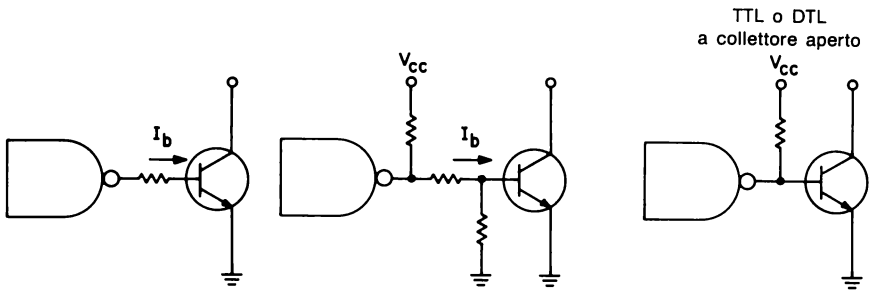


Figura 5.40 — Collegamento di buffer a transistor ai circuiti logici.

gliono ottenere correnti di uscita utilizzabili nel dispositivo rivelatore. I segnali a basso livello dei MOS richiedono di norma l'uso di un buffer a transistor (oppure un'amplificazione del segnale) nel circuito d'ingresso.

Si effettua in generale il collegamento diretto all'optoaccoppiatore usando porte TTL di tipo SSI (famiglie logiche 54/74; 54H/74H; e 54S/74S) che garantiscono una V_o (0) massima di 0,4 V con un assorbimento $\geq$ 12 mA. Il collegamento andrà fatto in modo che l'IRED sia acceso per uno "0" logico. Per i circuiti CMOS è meglio funzionare con il livello "1", usando un buffer a transistor NPN. Il circuito buffer illustrato qui di seguito mostra i vantaggi della bassa tensione di saturazione e dell'elevato guadagno del transistor GE tipo D38S.

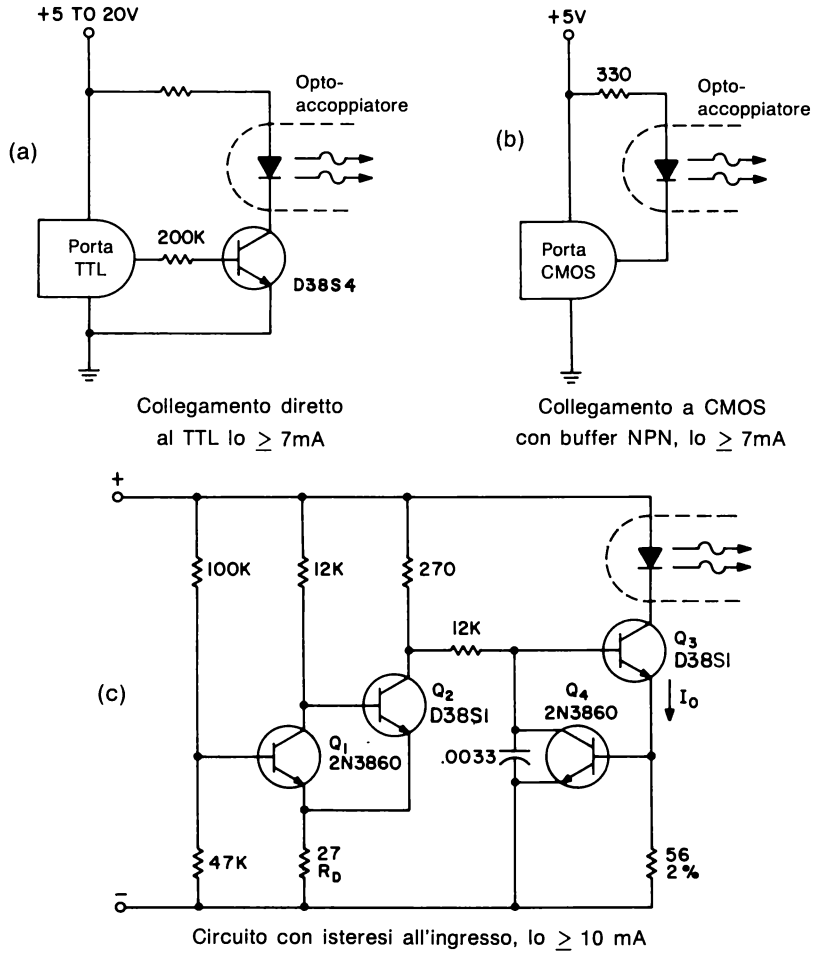


Figura 5.41 — Circuiti di ingresso agli optoaccoppiatori.

Nel caso in cui si debbano usare per il controllo logico segnali analogici, si potrà far uso di un'isteresi, causata da un ingresso a trigger di Schmitt, simile a quello della figura 5.41 c, per evitare il "tremolio" causato dal segnale a mezz'onda presente all'uscita.

Il funzionamento del circuito è semplice: alle basse tensioni d'ingresso, Q1 è polarizzato all'interdizione. Q2 conduce e polarizza Q3, spegnendo di conseguenza l'IRED. Quando la base di Q1 raggiunge il valore di polarizzazione di 0,6 V più la caduta su R_D, Q1 passa in conduzione. Viene quindi alimentata la base di Q3 ed il relè allo stato solido verrà attivato. La combinazione di Q3 e Q4 agisce come un generatore di corrente costante che alimenta l'IRED. Per interdire Q3, la corrente di base deve essere ridotta finchè il transistor esce di saturazione. Dato che Q2 è interdetto quando il segnale viene ridotto, Q1 resterà ora in conduzione ad una tensione di base inferiore alla variazione della caduta su R_D. Con questi valori, la massima tensione di interdizione è 1,0 V, mentre si passerà in conduzione quando verranno applicati al circuito meno di 4,1 V.

Per segnali d'ingresso in c.a. o bipolari, ci sono diversi collegamenti possibili. Se il relè dovrà essere attivato solo da segnali positivi, si potrà collegare in parallelo all'ingresso un diodo invertito (tipo A14) per proteggere l'IRED dai danni causati dalla polarizzazione inversa, dato che, in generale, la sua tensione inversa massima è dell'ordine dei 3 V. Se si debbono usare dei segnali in c.a., o se l'attivazione deve essere indipendente dalla polarità, si potrà usare l'accoppiatore H11AA, che contiene due LED collegati in antiparallelo.

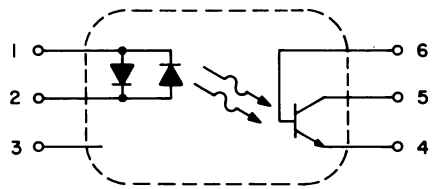


Figura 5.42 — Isolatore a fotoaccoppiatore con ingresso in alternata H11AA1.

Per progetti a tensione d'ingresso più elevata o per potere facilmente convertire un relè ad ingresso in c.c. in uno a c.a., si potrà usare per polarizzare l'IRED un raddrizzatore a ponte.

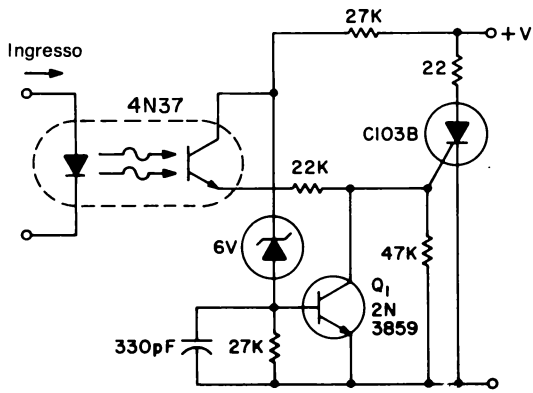
Logica di isolamento e di commutazione a tensione zero

Illustriamo due semplici circuiti che permettono la commutazione a tensione zero. Questi circuiti si possono usare in congiunzione a raddrizzatori ad onda intera od in controfase, in modo da garantire il controllo ad onda intera, e sono di norma usati per attivare i tiristori di potenza. Se è presente un segnale d'ingresso durante il tempo in cui la tensione in c.a. è tra 0 e 7 V, l'SCR viene acceso. Ma se la tensione alter-

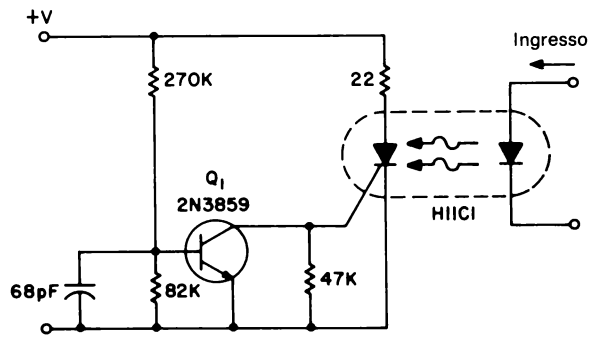
nata è salita ad un valore superiore a 5 V (7,5 V), prima che fosse applicato il segnale d'ingresso, il transistor A1 sarà polarizzato in conduzione, e quindi manterrà spento l'SCR ed il relè.

Il circuito dell'accoppiatore ad SCR può essere modificato per una maggior sensibilità ai segnali d'ingresso, come illustrato in figura 5.44. Questa modifica permette l'uso del 4N39 (H11C3), di costo inferiore, con le correnti di pilotaggio ≥ 7 mA fornite dai circuiti d'ingresso illustrati.

Intorno all'optoaccoppiatore ad SCR 4N39 si può anche progettare un circuito a contatto normalmente chiuso, che permette la commutazione a tensione zero. Il circuito di figura 5.45 mostra come modificare il circuito a contatto normalmente aperto usando il foto-SCR per mantenere escluso il trigger dell'SCR principale.



Uso di un Optoaccoppiatore a transistor



Uso di un Optoaccoppiatore a SCR

Figura 5.43 — Circuiti di contatto a semionda, normalmente aperto, a due terminali, commutazione a tensione zero.

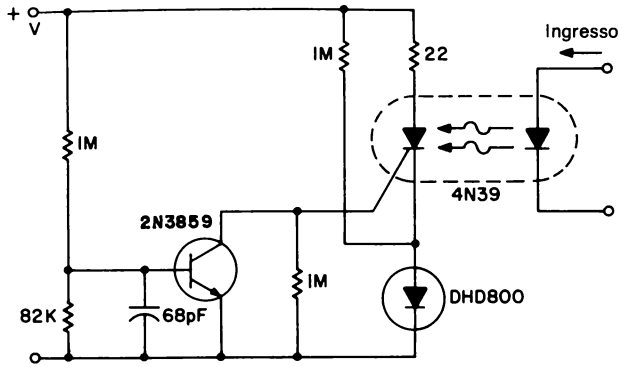


Figura 5.44 — Circuito di contatto a semionda ad elevata sensibilità, normalmente aperto a due terminali, commutazione a tensione zero.

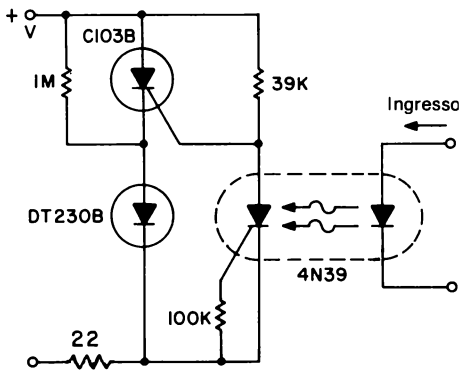


Figura 5.45 — Circuito di contatto a semionda, normalmente chiuso, commutazione a tensione zero.

Progetti di relè integrati allo stato solido

Un relè completo allo stato solido, con commutazione a tensione zero, contiene un circuito d'ingresso, un circuito d'uscita, ed il tiristore di potenza. La scelta di un particolare circuito dipende, naturalmente, dai bisogni immediati del progettista. Il circuito di figura può incorporare qualsiasi dei circuiti di entrata e di uscita descritti in precedenza. Esso comprende un triac di potenza con circuito smorzatore e protezione a varistor GE-MOV® contro i transitori in tensione. La resistenza in parallelo da 22Ω forma un ponte per le correnti dv/dt, che passano attraverso la capacità dei

diodi del ponte, provenienti dal gate del triac, mentre la resistenza da 100 Ω limita i picchi e la corrente di gate entro limiti di sicurezza.

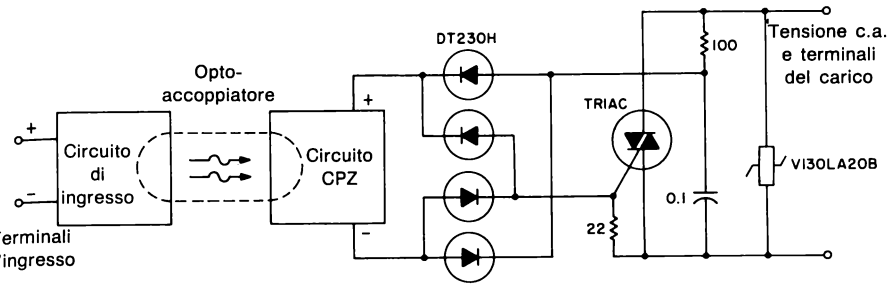


Figura 5.46 — Relè allo stato solido con commutazione a tensione zero.

Se il diodo, il varistor, lo ZVS ed il tiristor di potenza hanno tensioni nominali sufficienti, il circuito potrà essere alimentato con tensioni di linea maggiori. Per applicazioni con correnti superiori a quelle ammesse per il triac, si potranno commutare mediante il circuito ZVS degli SCR in antiparallelo, come si vede nella figura che segue.

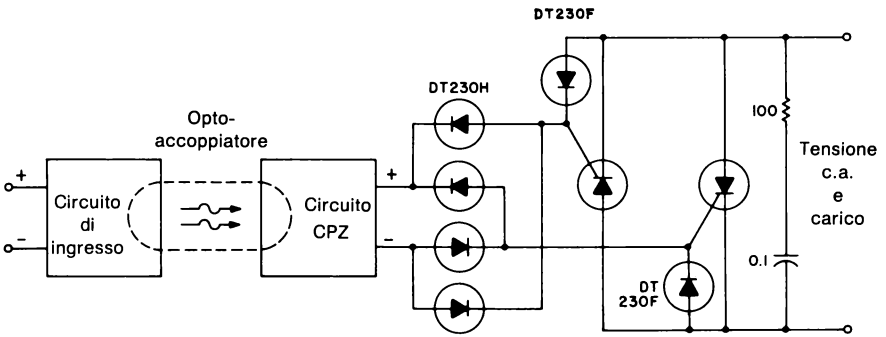


Figura 5.47 — Relè allo stato solido con commutazione a tensione zero ed uscita con SCR in antiparallelo.

In alcuni circuiti che pilotano carichi reattivi, occorre avere una commutazione a ciclo integrale ed a tensione zero, ossia durante il periodo di azionamento viene applicato al carico un numero uguale di semiperiodi positivi e negativi della tensione. Il circuito che segue, per quanto non sia a rigor di termini un relè, a causa del collega-

mento di potenza a tre terminali, si adegua alla funzione di ciclo integrale ed a quella di ZVS (Zero Volt Switching = Commutazione a tensione zero), quando sia interfacciato con i precedenti circuiti a bobina.

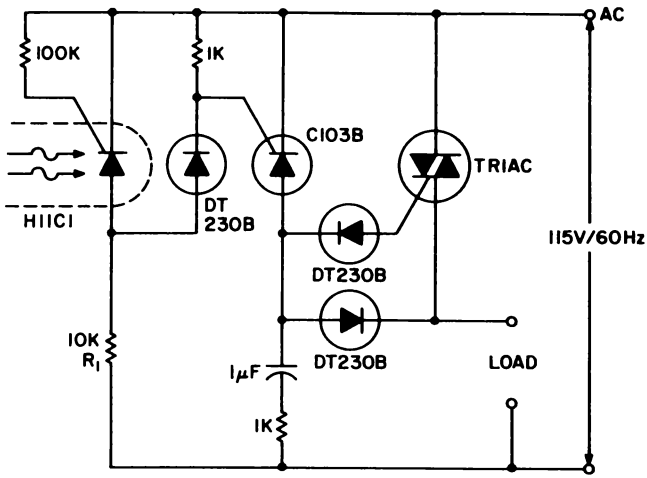


Figura 5.48 — Circuito di contatto normalmente chiuso, ad onda intera, commutazione a tensione zero.

Per aiutare la determinazione della possibilità di applicazione dei triac alle varie funzioni e la scelta del giusto triac, si è preparata una tabella con le caratteristiche dei più comuni carichi tipo lampadine e motori. Entrambi questi carichi danno origine a transitori di corrente, che possono complicare la scelta del tiristor, se non si dispone di queste tabelle.

Potenza	Tensione nominale	Tipo	Amp. alla tens. di funzion. stazionario	Rapporto resistenze caldo/freddo	Assorbimento iniziale teorico	Resa (Lumen /Watt)	Tempo per riscaldarsi al 90% del Lumen	Vita media Ore	Tipo di TRIAC General Electric
6	120	Vuoto	0.050	12.4	0.88	7.4	.04	1500	SC136
25	120	Vuoto	0.21	13.5	4.05	10.6	.10	1000	SC136
60	120	Riem. gass.	0.50	13.0	9.70	14.0	.10	1000	SC141/240
100	120	Riem. gass.	0.83	14.3	17.3	17.5	.13	750	SC141/240
100(proj)	120	Riem. gass.	0.87	15.5	19.4	19.5	.16	50	SC141/240
200	120	Riem. gass.	1.67	16.0	40.5	18.4	.22	750	SC146/245
300	120	Riem. gass.	2.50	15.8	55.0	19.2	.27	1000	SC146/245
500	120	Riem. gass.	4.17	16.4	97.0	21.0	.38	1000	SC250/260
1000	120	Riem. gass.	8.3	16.9	198.0	23.3	.67	1000	SC250/260
1000(proj)	120	Riem. gass.	8.7	18.0	221.0	28.0	.85	50	SC250/260

Per le lampade a 240 V, il wattaggio deve essere raddoppiato.

Tabella 5.2 — Tipiche prestazioni di lampade incandescenti al momento dell'accensione.

Cavalli	110–120 Volt			220–240 Volt			Corrente a rotore bloccato Amp.				Triac G.E. *da scegliere	
	Mono-fase	Bi-fase	Tri-fase	Mono-fase	Bi-fase	Tri-fase	Mono-fase 110-120	Mono-fase 220-240	Bi- o trifase 110-120	Bi- o trifase 220-240	120V	240V
1/10	3.0	–	–	1.5	–	–	18.0	9.0	–	–	SC141/240	SC141/240
1/8	3.8	–	–	1.9	–	–	22.8	11.4	–	–	SC146/245	SC141/240
1/6	4.4	–	–	2.2	–	–	26.4	13.2	–	–	SC146/245	SC141/240
1/4	5.8	–	–	2.9	–	–	31.8	17.4	–	–	SC250	SC141/240
1/3	7.2	–	–	3.6	–	–	43.2	21.6	–	–	SC260	SC146/245
1/2	9.8	4.0	4.0	4.9	2.0	2.0	58.8	29.4	24	12	SC265	SC260

* Si ritiene che sia montata una protezione per sovraccorrente per limitare la durata del funzionamento a rotore bloccato.
Origine dei dati: Le informazioni per queste tabelle sono state tratte dal National Electric Code, edizione 1971.

Tabella 5.3 — Motore funzionante a pieno carico e corrente di rotore bloccato in ampere corrispondente alle varie potenze c.a. in cavalli. Tabella di selezione dei triac per lampade ad incandescenza e per motori elettrici.

Altri progetti di relè in alternata

Quando non sia necessaria la commutazione a tensione zero, il circuito che forma il "contatto" può essere semplificato. Parecchi metodi per ottenere questa funzione sono illustrati negli schemi che seguono. Si osservi che un accoppiatore ad SCR, in un ponte, con elevata resistenza di gate, posto direttamente tra i punti a tensione di rete, può dare dei problemi di velocità di salita della tensione sia per la commutazione che per il pilotaggio: tali problemi non risultano evidenti nel caso dei circuiti ZVS o per quelli a bassa tensione. Inoltre non tutti questi circuiti ammettono il pilotaggio TTL all'ingresso.

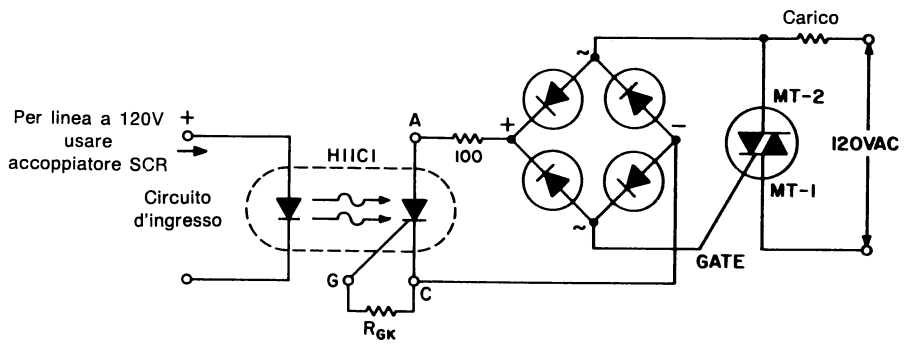


Figura 5.49 — Circuito di relè con contatto normalmente aperto (segue).

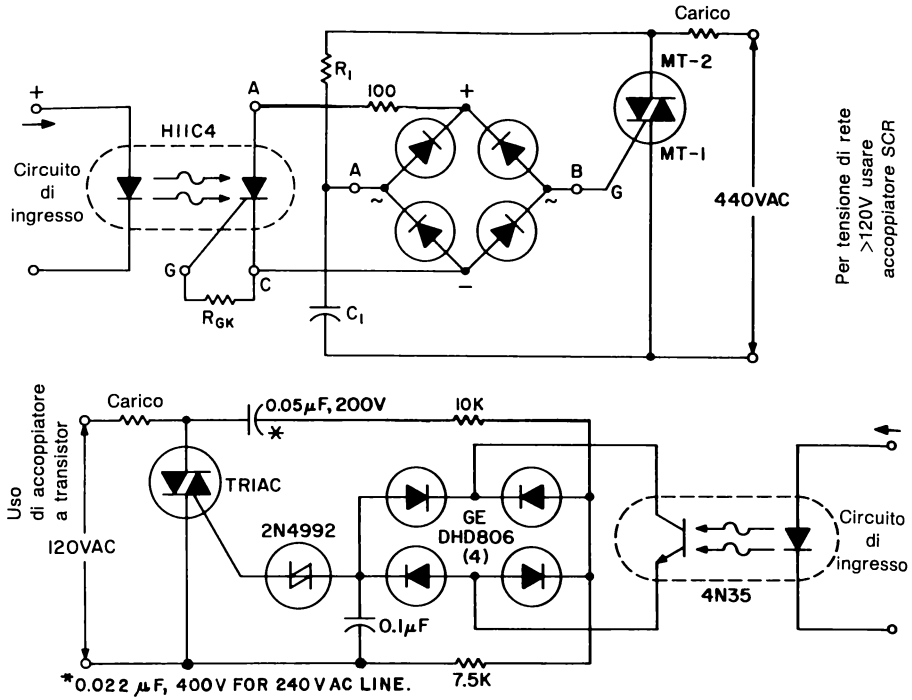


Figura 5.49 — Circuiti di relè con contatto normalmente aperto (fine).

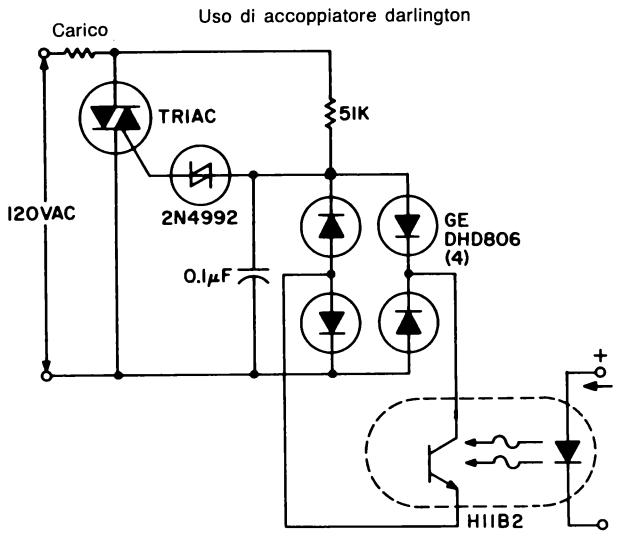


Figura 5.50 — Circuiti di relè con contatto normalmente chiuso (segue).

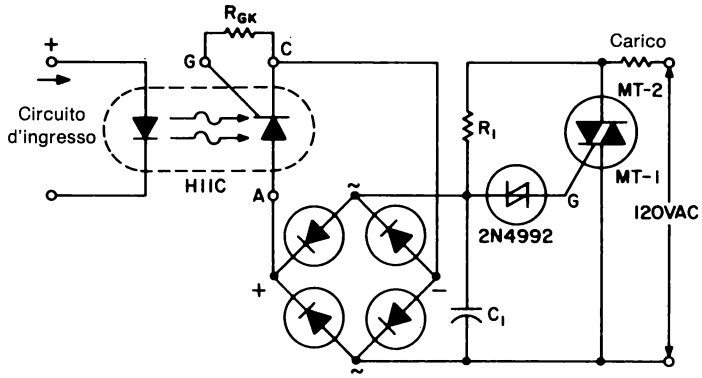


Figura 5.50 — Circuiti di relè con contatto normalmente chiuso (fine).

Se le correnti di carico sono relativamente basse (ossia una corrente massima diretta di 500 mA eff.), si può costruire molto semplicemente un relè allo stato solido in c.a., collegando due SCR H11C otticamente accoppiati in un circuito a polarità invertite, come si vede in figura.

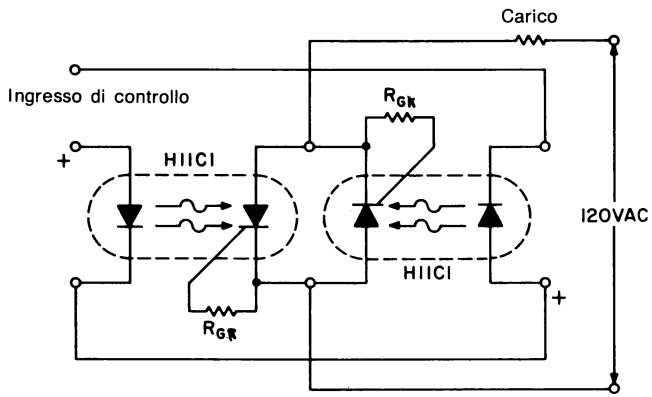


Figura 5.51 — L'uso di due fotoaccoppiatori per ottenere un semplice relè in c.a.

Nel caso in cui si debbano usare segnali analogici per effettuare controlli logici, si può usare, per evitare il «tremolio» o l'uscita della potenza a mezz'onda, un'isteresi generata da un ingresso a trigger di Schmitt, che si vede in figura 5.41 a pagina 111.

Il funzionamento del circuito è semplice, e non lo descriveremo. Il circuito base può essere facilmente modificato per fornire la funzione del relè a tenuta, come illustrato qui di seguito. La tenuta si ottiene accumulando energia di azionamento per il gate nei condensatori, e tale energia proviene dal semiperiodo precedente. Per garantire lo spegnimento, la corrente dovrà essere interrotta per più di un ciclo completo.

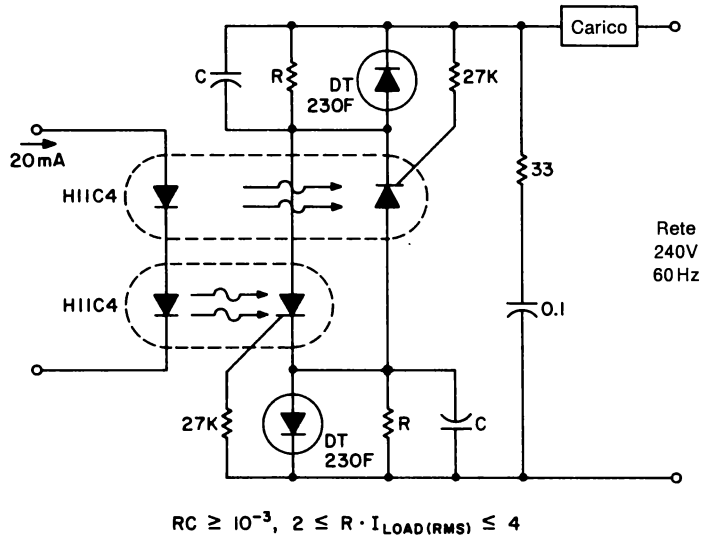


Figura 5.52 — Relè in c.a. allo stato solido con autoaggancio.

Commutazione in alternata ad alta tensione

Nella figura che segue si vede il circuito base di accensione di un SCR. Questo circuito presenta lo svantaggio che la tensione di blocco dell'SCR principale non può essere superiore a quella del dispositivo di uscita a fotoaccoppiatore.

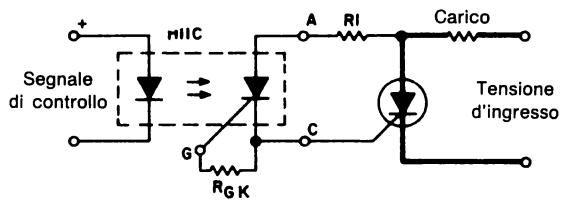


Figura 5.53 — Derivazione dell'energia di trigger per un SCR dall'alimentazione anodica.

L'aggiunta di un condensatore (C1) al circuito di cui sopra, come si vede nella figura seguente, ridurrà il dv/dt visto dall'uscita del fotoaccoppiatore, mentre l'energia accumulata in C1, scaricandosi nel gate di SCR1, migliorerà la risposta al dv/dt dell'SCR principale.

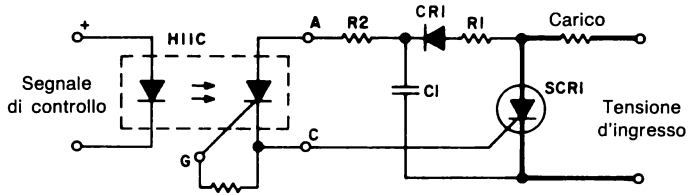
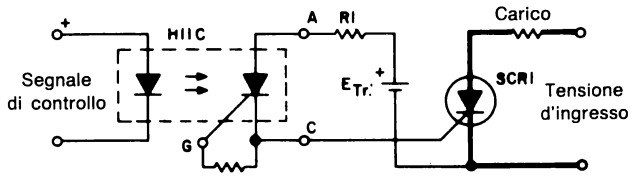
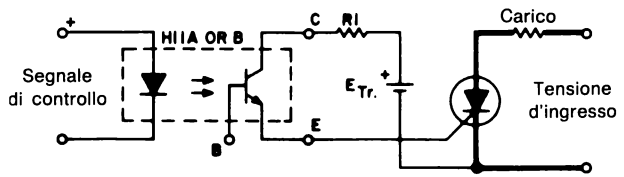


Figura 5.54 — Derivazione dell'energia di trigger per un SCR dall'alimentazione anodica, con dispositivo per accumulazione di energia.

L'impiego di un alimentatore separato aumenta la flessibilità del circuito di trigger ed elimina le limitazioni dovute alla tensione di blocco dell'uscita a fotoaccoppiatore. Questa flessibilità si paga con un costo maggiore, e per SCR multipli potranno occorrere diversi alimentatori, quando non si abbiano a disposizione punti di riferimento comuni.

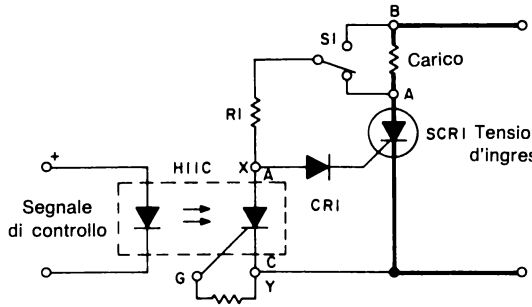


Fotoaccoppiatore con uscita — SCR

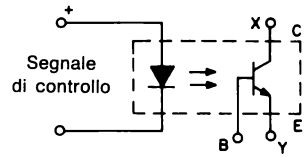


Fotoaccoppiatore con uscita a transistor

Figura 5.55 — Fotoaccoppiatore che fa partire SCR1 sul circuito principale con alimentazione separata.



Fotoaccoppiatore con uscita — SCR



Fotoaccoppiatore con uscita a transistor (collegato al posto dell'accoppiatore SCR)

Figura 5.56 — Configurazioni normalmente chiuse.

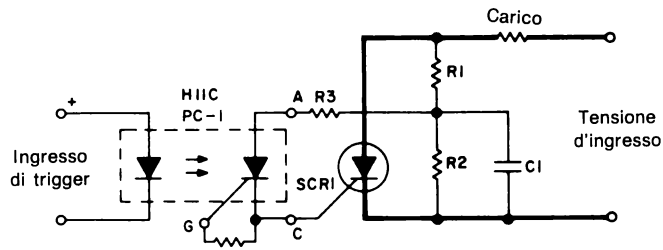


Figura 5.57 — Avviamento di SCR con fotoaccoppiatore e partitore della tensione di alimentazione.

Si tenga conto che, in questa illustrazione, R1 può essere collegata al punto A, con il che si toglierà la tensione dal fotoaccoppiatore dopo l'accensione di SCR 1, oppure si potrà collegarla al punto B ed in tal modo l'uscita dell'accoppiatore vedrà sempre la tensione ai capi del carico e di SCR1. Il primo sistema è da preferire perchè diminuisce la potenza dissipata in R1. Nella figura seguente si vede un sistema più pratico di accensione dell'SCR. L'energia di accensione viene tratta dall'alimentazione anodica ed immagazzinata in C1. La tensione sull'accoppiatore è limitata dal diodo Zener.

In questo modo si potranno commutare tensioni maggiori di quella di blocco dell'elemento d'uscita del fotoaccoppiatore. Per ridurre le perdite di potenza in R1, e per ottenere costanti di tempo più brevi nella carica di C1, si usa al posto della resistenza un diodo Zener.

Nella scelta dei valori dei componenti si potrebbe usare la procedura seguente:

1) Scegliere il valore di C1 tra 0,05 ed 1 μF. Il valore massimo potrà essere limitato dalla costante di tempo di ricarica (R_L + R1) C1, mentre il valore minimo sarà determinato dalla durata minima dell'impulso necessario per assicurare l'aggancio dell'SCR.

2) R3 è definita dal limite della corrente di picco del gate (se applicabile) e dalla durata minima necessaria dell'impulso.

3) Scelta di un diodo Zener. Un valore pratico della sua tensione è 25 V, dato che questa si adatta ai normali requisiti della tensione di gate (±20 V). In questo modo si elimineranno anche le accensioni spurie causate dai transitori di tensione.

4) L'accensione mediante fotoaccoppiatore è l'ideale per SCR con carico induttivo. Per accertarsi che il LASCR si attivi, esso potrà fornire corrente di gate ad SCR1 fintanto che questo rimane in conduzione. La tabella che segue elenca i valori di R1 ed R2, nonchè la loro dissipazione di potenza quando l'SCR è spento, per differenti valori I_{GT} e di tensione alternata applicata.

5) I valori dei componenti per tensioni c.c. si calcolano facilmente con le seguenti formule:

$$R1 = \frac{E_{IN} - V_Z}{I_G} \qquad (4)$$

dove:

V_Z = Tensione dello Zener

$$P_{(R1)} = I_G : (E_{IN} - V_Z) \qquad (5)$$

$$P_{(Zener)} = I_G : V_W \qquad (6)$$

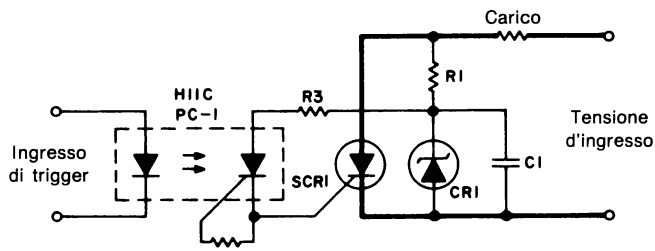


Figura 5.58 — Accensione di SCR con fotoaccoppiatore e riferimento a bassa tensione.

$E_{IN(RMS)}$	I_{GT}	R_1	$P_{(R1)}$	R_2	$P_{(R2)}$	$P_{(zener)}$
110/120	50 ma	1200	4.1	1000	.3	1.1
	100	600	8.3	470	.6	2.2
	150	400	12.5	330	.9	3.4
	200	300	16.5	220	1.2	4.5
	300	200	24.8	150	1.8	6.7
220	50	2250	9.2	670	.5	1.1
	100	1000	18.4	330	.9	2.2
	150	750	28.0	220	1.3	3.4
	200	500	37.0	150	1.7	4.5
	300	350	55.0	125	2.6	6.7
380	50	3500	17.4	560	.5	1.1
	100	2000	34.8	330	1.0	2.2
	150	1200	52.2	220	1.5	3.4
	200	1000	69.6	150	2.0	4.5
	300	600	105.0	100	3.0	6.7
440	50	4250	20.5	560	.5	1.1
	100	2100	41.0	330	1.0	2.2
	150	1500	62.0	220	1.5	3.4
	200	1000	82.0	150	2.1	4.5
	300	750	125.0	100	3.1	6.7
600	50	5800	29.0	560	1.1	1.1
	100	3000	58.0	270	1.6	2.2
	150	2000	86.0	200	2.1	3.4
	200	1500	115.0	150	2.7	4.5
	300	1000	175.0	100	3.2	6.7

Tabella 5.4 — Valori dei componenti e dissipazione di potenza per un diodo Zener da 25 V e tensioni di rete c.a. a 50/60 Hz.

Il circuito che segue utilizza il principio per accendere degli SCR collegati in serie. Un circuito smorzatore R2, C2 potrà essere necessario, in quanto i valori di R1 e

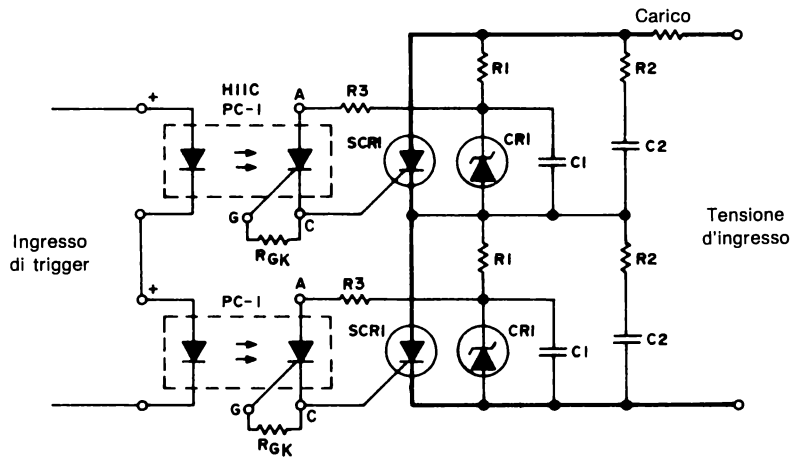


Figura 5.59 — Commutatore ad alta tensione.

C1 sono tali da ottenere il migliore segnale al trigger, piuttosto che una protezione al dv/dt. Per commutare tensioni di migliaia di volt bisognerà usare dei fotoaccoppiatori speciali a fibre ottiche.

Un fotoaccoppiatore con uscita a transistor limiterà l'ampiezza dell'impulso di trigger ed il tempo di salita dovuti al CTR ed agli effetti di saturazione. Usando l'H11C1 il tempo di salita dell'impulso all'ingresso del fotoaccoppiatore non è critico, e la sua ampiezza trova un limite soltanto nella sensibilità di attivazione dell'H11C1.

Tutte le applicazioni mostrate sinora hanno il carico collegato all'anodo, ma nulla vieta di collegarlo al catodo, come si vede in figura.

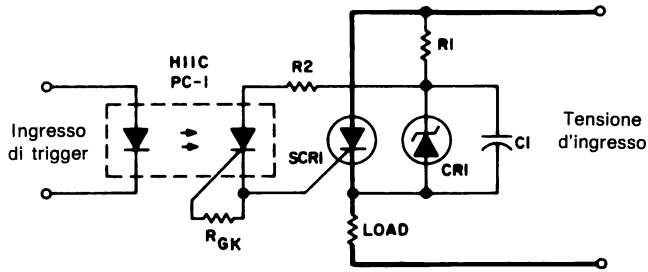


Figura 5.60 — Collegamento del carico al catodo dell'SCR principale.

Circuiti trifasi

Tutto quanto si è detto per i relè monofase o per la commutazione o l'azionamento monofase con fotoaccoppiatori, si può applicare ai sistemi trifasi.

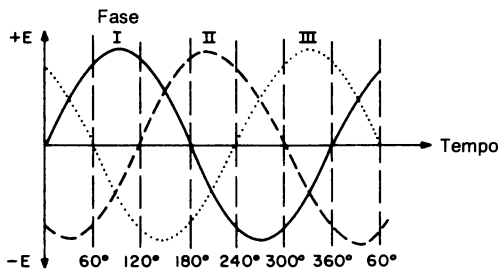


Figura 5.61 — Forme d'onda nei sistemi trifasi.

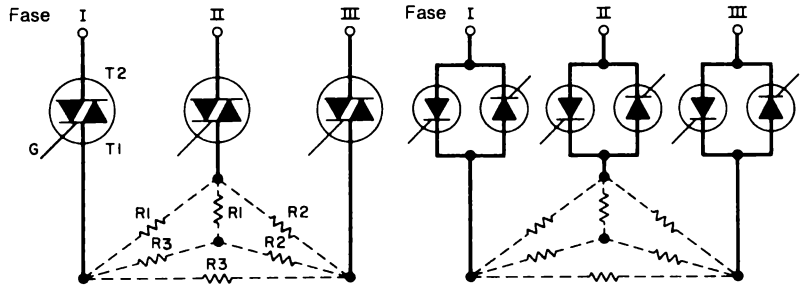


Figura 5.62 — Carico induttivo o resistivo collegato a stella o triangolo.

Le forme d'onda illustrate nella figura 5.61, che si riferiscono ad un sistema trifase, sono rappresentate come appaiono al terminale MT2 del triac prima dell'accensione ed al terminale MT1 dopo l'accensione. L'impiego dell'H11C per isolare i cir-

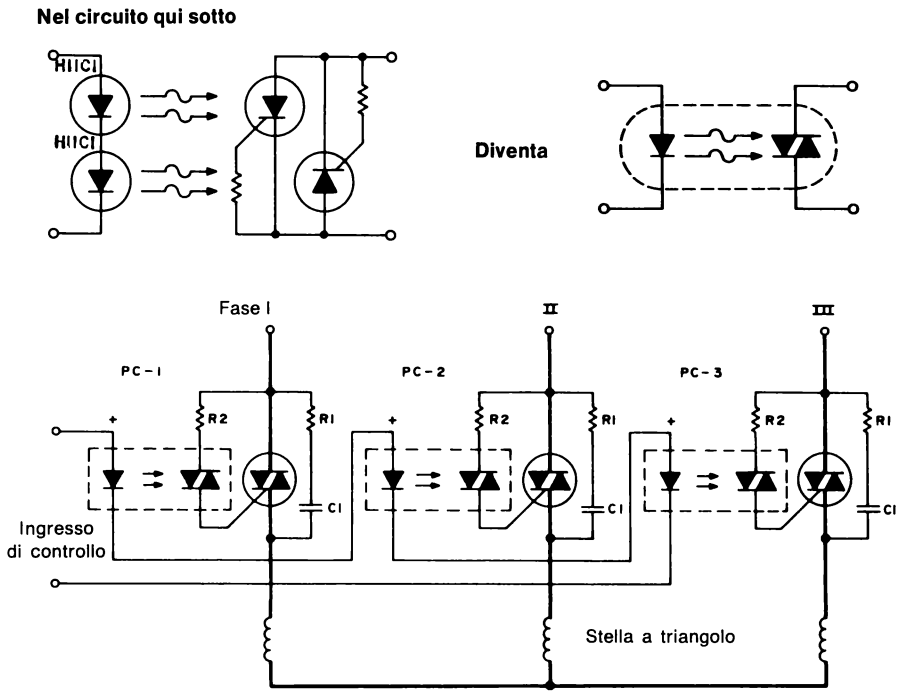


Figura 5.63 — Commutatore trifase per carico induttivo.

cuiti di trigger dal semiconduttore di potenza, semplificherà considerevolmente i circuiti di trigger medesimi.

Nelle figure 5.63 e 5.64 sono rappresentati alcuni commutatori trifasi per basse tensioni. Correnti di maggior valore si possono ottenere usando gli SCR collegati in parallelo inverso, e provvedendo all'accensione come appare in figura 5.64. Per maggiori tensioni e maggiori correnti, si potranno usare con successo nei circuiti trifasi gli schemi della fig. 5.62.

Per semplificare gli schemi che seguono e permettere una facile comprensione dei principi su cui sono basati, si usano le sostituzioni di simboli illustrate in fig. 5.63.

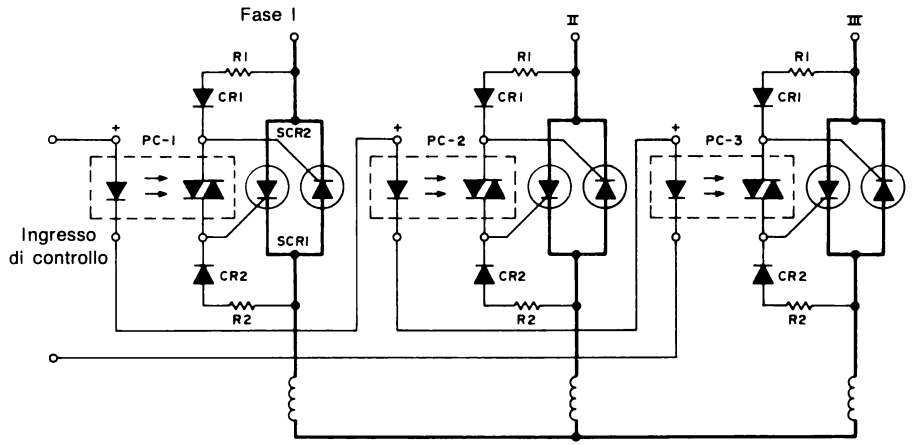


Figura 5.64 — Commutatore trifase con SCR in antiparallelo per carico induttivo o resistivo, a stella o triangolo.

Molti altri schemi di controlli di potenza in c.a. si riveleranno pratici ed economici. L'intenzione di questo capitolo è di stimolare il progettista presentando molti circuiti diversi che impiegano controlli ottici.

2. Schemi di relè allo stato solido per c.c.

Il relè in c.c. costruito sulla base di optoaccoppiatore non è, nel vero senso delle parole, nè un relè, nè in c.c.. Questo paragrafo descriverà dei circuiti con funzione di relè, la cui funzione di commutazione non rassomiglia a quella dei relè allo stato solido per c.a. a 60 Hz, in quanto commutano esclusivamente la c.c..

Relè reed allo stato solido

Nei controlli di processo e nei circuiti di strumentazione è spesso necessario commutare a bassi livelli di segnale, con ampiezze e polarità ignote, su comando di

un circuito logico isolato. La commutazione resistiva, che consiste nel rendere minima la tensione tra i contatti e la loro resistenza, ci vuole quando si vogliono minimizzare i cambiamenti del segnale a causa della presenza del commutatore. Il foto SCR, utilizzato nella commutazione saturata, come un foto PNP simmetrico, garantisce una tensione minima tra i contatti (non rilevabile su un tracciacurve 576), ed un rapporto tra le resistenze a contatto chiuso ed aperto di norma superiore a 10^6; la commutazione avviene in un tempo valutabile in decine di microsecondi e si potranno far passare correnti continue ed alternate, oppure segnali combinati di basso livello compatibili con il pilotaggio dei circuiti logici integrati. Per quanto il basso rapporto di trasferimento di corrente (circa 1%) limiti le possibilità di impiego ai segnali di livello piuttosto basso (vedi le caratteristiche di trasferimento nel capitolo 1), la possibilità dei contatti di bloccare tensioni fino a 400 V, l'assenza di rimbalzi nei contatti, e l'impossibilità che questi si saldino tra loro, rende l'impiego di questi circuiti molto interessante per l'acquisizione di segnali audio, il rilievo uscite da termocoppie e termistori, la sorveglianza di cadute su giunzioni, il rilievo dei segnali provenienti da estensimetri ed altre diverse funzioni di prova e di controllo a velocità elettronica.

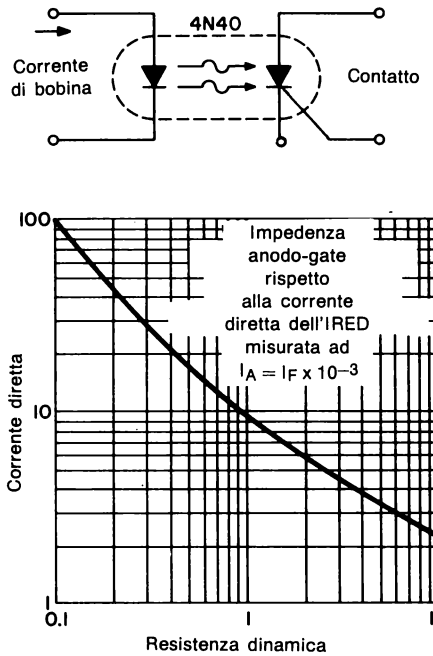


Figura 5.65 — Relè Reed allo stato solido.

Relè in c.c. a tenuta

Con l'H11C si potrà ottenere facilmente la funzione di tenuta in un relè in c.c. ed il blocco per polarità invertita, per correnti fino a 300 mA (a seconda della temperatura ambiente). Per l'impiego in c.c. la resistenza tra gate e catodo potrà essere munita di un condensatore per minimizzare la sensibilità ai transitori ed al dv/dt. Per il funzionamento in corrente continua pulsante, la capacità del condensatore dovrà tuttavia essere scelta per riavviare l'SCR al momento dell'applicazione dell'impulso successivo, oppure per impedire il riavviamento al successivo impulso di potenza.

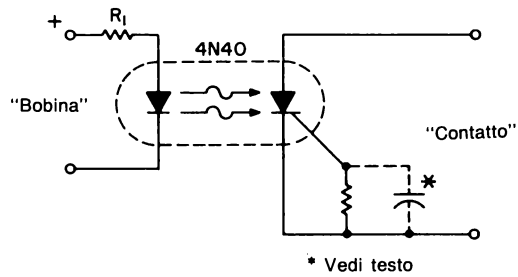


Figura 5.66 — Circuito di relè ed aggancio in c.c.

Altrimenti si potrebbe avere un funzionamento casuale in momenti indesiderati. Per contatti destinati a correnti maggiori, l'H11C potrà essere usato per accendere un SCR che possa a sua volta far passare le correnti necessarie, come si vede qui sotto.

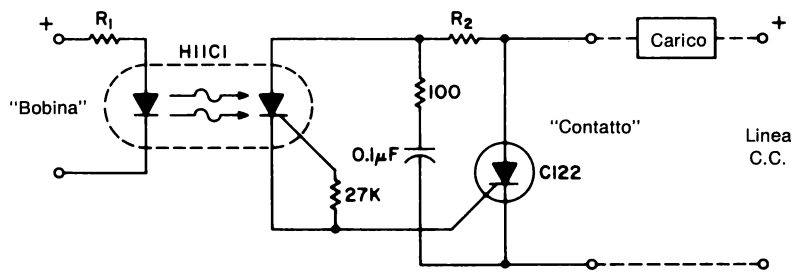


Figura 5.67 — Relè ed aggancio in c.c. per corrente maggiore.

Tensione bobina	6	12	24	48	120	V
Valore di R1	470	1.1K	2.4K	4.7K	12K	Ω

Tensione di linea	12	24	48	120	V
C122 PART	U	F	A	B	D
Valore di R2	200	470	1K	2.2K	Ω

Per il dimensionamento dei dissipatori vedi foglio dati del C122 (N° 150.35) e nota applicativa N° 200.55

A $T_A \leq 50°$ non occorrono dissipatori

Corrente massima al contatto	Durata d'impulso	Rapporto impulso-pausa
0.67 A	D.C.	100%
4.0 A	160 msec.	12%
8.0 A	160 msec.	3%
12 A	160 msec.	1%
15 A	160 msec.	0.3%

Figura 5.67 — Relè ed aggancio in c.c. per corrente maggiore.

La dissipazione termica in questo circuito od in altri a corrente elevata, deve essere progettata in base alla corrente nel carico ed alla temperatura ambiente.

Gli accoppiatori a fototransistor ed a Darlington, ovviamente, agiscono da relè in c.c. mediante la commutazione in saturazione, rispettivamente di correnti fino a cir-

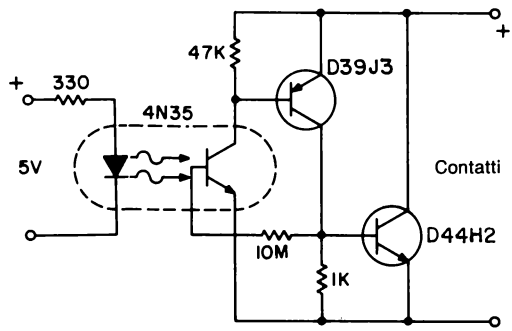


Figura 5.68 — Relè allo stato solido da —10 A, 25 V c.c.

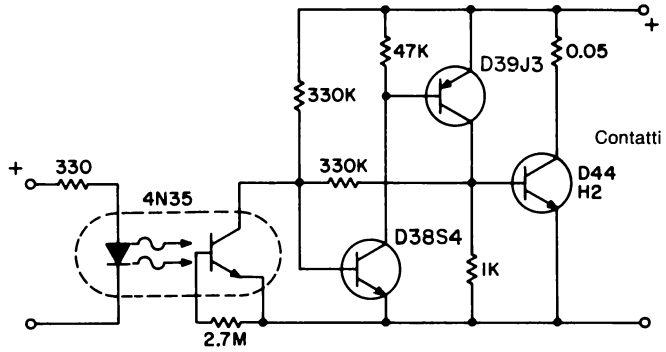


Figura 5.68 — Relè allo stato solido da 10 A, 25 V c.c.

ca 5 e 50 mA. Questo funzionamento è dimostrato dall'applicazione dell'H11A5 come relè sincrono nel rilevatore di oggetti a lunga distanza descritto in precedenza in questo capitolo. Quando occorra trattare maggiori tensioni e correnti, saranno necessari dispositivi supplementari per amplificare l'uscita del fotoaccoppiatore. L'aggiunta di un'isteresi che garantisca una commutazione veloce e punti stabili di aggancio e sgancio, può essere fatta con facilità negli stessi circuiti. Nelle figure 5.68 e 5.69 si vedono esempi di circuiti di questo tipo in configurazione normalmente aperta e normalmente chiusa. Questi circuiti permettono di accostarsi in vari modi alla funzione di relè in c.c., ed intendono stimolare la creatività degli altri progettisti di schemi, e sono pure degli schemi pratici ed economici da usare come stanno.

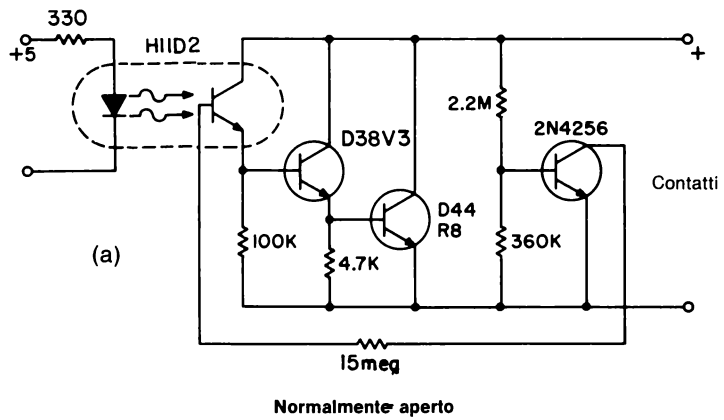


Figura 5.69 a — Relè allo stato solido da 0,25 A, 300 V c.c.

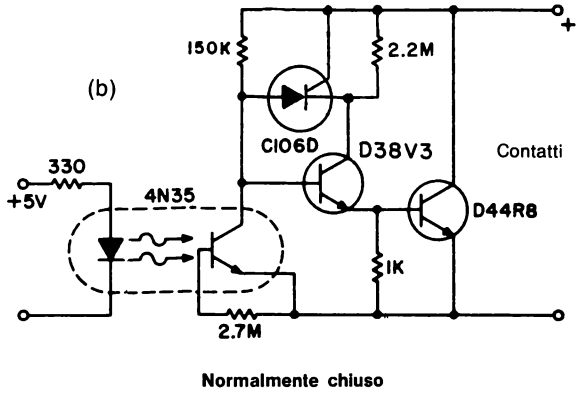


Figura 5.69 b — Relè allo stato solido da 0,25 A, 300 V c.c.

CAPITOLO VI

GLOSSARIO DEI SIMBOLI E DEI TERMINI

L'optoelettronica spazia sulle discipline dell'elettronica, della fotometria, della radiometria e dell'ottica, con incursioni nei campi della fisica e delle analisi statistiche. La stessa parola o lo stesso simbolo può avere significati diversi, a seconda della disciplina a cui si riferiscono. Per semplificare l'uso di questo glossario, le parole ed i simboli sono elencati separatamente, in ordine alfabetico; a ciascun termine segue la disciplina in cui è comunemente usato, e quindi la definizione, secondo l'uso che se ne fa in questo manuale.

A. SIMBOLI OPTOELETTRONICI

A *(Elettronica)*
Guadagno di un amplificatore.

A *(Ottica)*
Area.

A *(Affidabilità)*
Fattore di accelerazione, descrive i mutamenti della risposta prevista in un fenomeno base, dovuta a condizioni secondarie indicate dal pedice.

Å *(Radiometria)*
Angstrom, unità di lunghezza d'onda, equivale a 10^{-10} metri.

$\mathbf{B_L}$ *(Fotometria)*
Intensità luminosa di una sorgente di luce estesa in superficie, di solito espressa in candele per unità di superficie.

$\mathbf{B_r}$ *(Radiometria)*
Intensità di radiazione di una sorgente estesa in superficie. Radianza, espressa di solito in watt per unità di superficie.

B *(Elettronica)*
Beta, guadagno in corrente di un transistor, vedi h_{FE}.

C *(Elettronica)*
Capacità interna di un elemento, principalmente capacità di giunzione di un componente. I terminali sono indicati dal pedice.

C.T. *(Fotometria)*
Temperatura di colore. La temperatura di un corpo nero, il cui colore rappresenti approssimativamente quello della sorgente in esame. Si usa di solito per le lampade, e viene determinato a 0,45 e 0,65 micron.

CTR *(Elettronica)*
Rapporto di trasferimento di corrente. Il rapporto tra corrente d'ingresso e corrente di uscita di un optoaccoppiatore, con una data polarizzazione.

DIP *(Elettronica)*
Incapsulamento a doppia fila di contatti (Dual In Line package). Contenitore piatto unificato per circuiti integrati e fotoaccoppiatori, con due file di terminali sui margini opposti; il corpo può essere in plastica o ceramico.

di/dt *(Elettronica)*
Tasso di aumento critico della corrente applicata ad un tiristor. I rapporti più elevati possono causare accumulazione di cariche e danneggiamento del componente.

dv/dt *(Elettronica)*
Tasso di aumento critico del parametro di tensione di un tiristor. I rapporti più elevati possono provocare il passaggio in conduzione del componente, tramite le correnti di carica della capacità di giunzione, che forniscono un segnale al gate.

E *(Fotometria)*
Illuminazione. Densità del flusso luminoso incidente su un ricevitore, di solito espresso in lumen per unità di superficie.

f/# *(Ottica)*
Parametro di una lente; rapporto tra la lunghezza focale ed il diametro della lente.

F *(Ottica)*
Lunghezza focale di una lente o di un sistema di lenti.

F *(Fotometria)*
Illuminazione. Il flusso luminoso totale incidente su un ricevitore, di solito in lumen.
$F = \int E \, . \, dA$.

GaAs *(Elettronica)*
Arseniuro di Gallio. Il composto cristallino di cui sono fatti gli IRED, quando venga adeguatamente drogato.

H *(Radiometria)*
Densità di flusso radiante incidente su un ricevitore, di solito in watt per unità di superficie.

H_E *(Radiometria)*
Densità di flusso radiante efficace. La densità di flusso ricevuta da un dato ricevitore, usualmente misurata in watt efficaci per unità di superficie.

h_{FE} *(Elettronica)*
Guadagno di corrente di un transistor polarizzato ad emettitore comune. Il rapporto tra la corrente di collettore e quella di base ad una data condizione di polarizzazione.

HTRB *(Affidabilità)*
Prova di durata funzionale a polarizzazione inversa e temperatura elevata (High nato, a determinate condizioni di polarizzazione.

I_A *(Elettronica)*
Corrente anodica di un tiristor o di un diodo. Per i tiristori si preferisce la designazione I_{TM}.

I_B *(Elettronica)*
Corrente di base di un transistor.

I_C *(Elettronica)*
Corrente di collettore di un transistor.

I_D *(Elettronica)*
Corrente al buio. La corrente di dispersione di un fotorivelatore non illuminato.

I_E *(Elettronica)*
Corrente di emettitore del transistor.

I_F *(Elettronica)*
Corrente di polarizzazione diretta, di solito di un IRED. Il pedice denota, se occorre, le condizioni di misura o di polarizzazione forzata.

I_L *(Elettronica)*
Corrente dovuta alla luce. La corrente che passa attraverso un fotorivelatore illuminato, a determinate condizioni di polarizzazione.

I_L *(Fotometria)*
Intensità di una sorgente luminosa puntiforme, normalmente espressa in candele.

IR *(Radiometria)*
Infrarosso. Radiazione con lunghezza d'onda troppo elevata per poter essere normalmente percepita dall'occhio umano. Lunghezza d'onda delle radiazioni tra 0,78 e 100 micron.

IRED *(Elettronica)*
Diodo emettitore di raggi infrarossi. Un diodo che emette radiazione infrarossa se polarizzato nel verso della conduzione.

L *(Fotometria)*
Luminanza di una sorgente luminosa superficiale; di solito espressa in lumen per unità di superficie.

LASCR *(Elettronica)*
Rettificatore controllato al silicio attivato dalla luce.

LED *(Elettronica)*
Diodo emettitore di luce.

λ *(Radiometria)*
Lunghezza d'onda della radiazione.

λ *(Elettronica)*
Tasso previsto di guasti di un componente elettronico sottoposto a determinati limiti di sollecitazione e di confidenza.

M *(Ottica)*
Ingrandimento di una lente. Rapporto tra le dimensioni dell'immagine e del soggetto.

m *(Fisica)*
Metro, unità internazionale di lunghezza.

MSCP *(Fotometria)*
Potenza media sferica in candele. Emissione luminosa media di una sorgente per ogni steradiante.

n.a. *(Ottica)*
Apertura numerica di una lente. n.a. $= 2\ f\ /\ \#$.

η *(Radiometria)*
Rendimento di conversione di un generatore alimentato elettricamente. Il rapporto tra la potenza radiante emessa e la potenza elettrica assorbita.

P *(Radiometria)*
Potenza, flusso totale in watt.

P_D *(Elettronica)*
Potenza dissipata in calore.

PPS *(Elettronica)*
Numero di impulsi al secondo.

PRM *(Elettronica)*
Modulazione a frequenza d'impulsi. Codifica di un segnale analogico su un treno d'impulsi variando il tempo tra un impulso e l'altro.

PUT *(Elettronica)*
Transistor unigiunzione programmabile. Un tiristor atto ad eseguire la funzione di un transistor unigiunzione.

Si *(Elettronica)*
Silicio. Il materiale semiconduttore drogato selettivamente allo scopo di produrre fotodiodi, fototransistori, fotodarlington e fotoSCR.

SCR *(Elettronica)*
Rettificatore controllato al silicio. Un tiristor che blocca la corrente inversa, e che può permettere od impedire il passaggio della corrente diretta, ossia tra anodo e catodo, a seconda che tra gate e catodo si sia o meno applicato un impulso di accensione in polarizzazione diretta.

T_A *(Elettronica)*
Temperatura ambiente.

T_C *(Elettronica)*
Temperatura del contenitore, la temperatura in un dato punto del componente.

T_J *(Elettronica)*
Temperatura della giunzione; la temperatura del chip di un dispositivo semiconduttore. È il fattore che determina la dissipazione massima di potenza.

t *(Elettronica)*
Tempo. Il pedice indica tempi di commutazione (d - ritardo, f - caduta, r - salita, s - immagazzinaggio), intervalli nelle previsioni di affidabilità (o - operativo, x - operativo equivalente), eccetera.

UCL *(Affidabilità)*
Livello di confidenza superiore. Una determinazione statistica della confidenza di una previsione sul massimo livello di probabilità di un evento, basata sulla percentuale di eventi in un campione tratto da una popolazione omogenea.

UJT *(Elettronica)*
Transistor unigiunzione. Un dispositivo semiconduttore a tre elettrodi ed a soglia di tensione, comunemente usato per oscillatori e ritardatori.

V *(Elettronica)*
Tensione elettrica. Il pedice indica i terminali tra i quali viene misurata la tensione. Il primo pedice indica di solito il terminale positivo.

W *(Radiometria)*
Emettenza radiante. La densità di flusso, in watt per unità di superficie, emessa da una sorgente luminosa superficiale.

B. TERMINOLOGIA OPTOELETTRONICA

Accoppiatore *(Elettronica)*
Abbreviazione di optoaccoppiatore.

Angolo critico *(Ottica)*
Il più grande angolo d'incidenza della luce, sulla superficie di separazione tra due mezzi trasparenti, al quale la luce viene trasmessa tra i due mezzi. Ad angoli di incidenza maggiori la luce verrà riflessa.

Anodo *(Elettronica)*
Il terminale principale di un dispositivo, che di solito ha una polarizzazione positiva. Vedi catodo.

Arseniuro di Gallio *(Elettronica)*
Un composto cristallino che viene drogato per formare gli IRED.

Base *(Elettronica)*
Il terminale di pilotaggio di un transistor.

Beta *(Elettronica)*
Guadagno in corrente di un transistor collegato ad emettitore comune. La corrente di collettore divisa per la corrente di base.

Candela *(Fotometria)*
Unità di intensità luminosa, definita da 1/60 cm^2 della superficie di un corpo nero riscaldato a 2042°K.

Catodo *(Elettronica)*
Il terminale principale di un dispositivo, che di solito ha polarizzazione negativa. Vedi Anodo.

Cellula fotovoltaica *(Elettronica)*
Un fotodiodo collegato in modo da erogare elettricità quando è illuminato.

Collettore *(Elettronica)*
Il terminale principale di un transistor nel quale la corrente passante è di solito relativamente indipendente dalla tensione sulla base.

Corpo nero *(Radiometria)*
Un corpo che non riflette radiazioni. Il suo spettro di emissione è una semplice funzione della temperatura.

Corrente al buio *(Elettronica)*
Corrente di dispersione, di solito I_{CEO}, di un fotorivelatore quando non c'è luce incidente.

Corrente alla luce *(Elettronica)*
Corrente attraverso un fotorivelatore, quando sia illuminato sotto determinate condizioni di polarizzazione.

CTR - Rapporto di trasferimento di corrente *(Elettronica)*
Il rapporto tra la corrente di uscita e quella d'ingresso, ad una data polarizzazione, di un optoaccoppiatore.

Darlington *(Elettronica)*
Un transistor composito che contiene due transistori collegati in modo da moltiplicare tra loro i rispettivi guadagni in corrente.

Densità di flusso radiante *(Radiometria)*
Potenza irradiata incidente su una superficie unitaria; grossolanamente analoga all'illuminazione.

Densità di flusso radiante efficace *(Elettronica)*
La densità di flusso percepita da un rivelatore.

Diffrazione *(Ottica)*
Il fenomeno di deviazione del raggio luminoso al margine di un ostacolo. Dimostra le proprietà ondulatorie della luce.

Diodo *(Elettronica)*
Un dispositivo che permette di norma il passaggio della corrente in una sola direzione. Un diodo a giunzione P-N genererà elettricità quando la giunzione viene illuminata.

Distribuzione spettrale *(Radiometria)*
Una curva, di solito normalizzata, dell'intensità della sorgente rispetto alla lunghezza d'onda.

Drogaggio *(Elettronica)*
L'aggiunta di impurità capaci di formare portatori di carica nei cristalli semiconduttori.

dv/dt di accoppiamento *(Elettronica)*
Una misura della capacità di un accoppiatore ad opto-tiristor di bloccarsi quando sia assoggettato ad un rapido mutamento della tensione di isolamento.

dv/dt di commutazione *(Elettronica)*
Una misura della capacità del triac di bloccare una tensione rapidamente crescente immediatamente dopo la conduzione nella polarità opposta.

Emettenza *(Radiometria)*
Potenza irradiata da una superficie per unità di area.

Emettitore *(Elettronica)*
Terminale principale di un transistor la cui tensione di polarizzazione ha di norma un grande effetto sulla corrente.

Emettitore *(Radiometria)*
Una sorgente di radiazioni.

Emissione spettrale di picco *(Radiometria)*
Lunghezza d'onda di massima intensità emessa da una sorgente.

Epitassiale *(Elettronica)*
Materiale aggiunto ad una struttura cristallina, che ha e mantiene la struttura del cristallo originale.

Fattore di accelerazione *(Affidabilità)*
Un fattore che descrive le variazioni in un fenomeno previsto, causate da effetti secondari.

Fibra ottica *(Ottica)*
Fibra trasparente che trasmette la luce nella direzione del suo asse, grazie all'angolo critico di incidenza del raggio sulla parete cilindrica della fibra.

Numero f *(Ottica)*
Rapporto tra lunghezza focale e diametro della lente.

Foot Candle *(Fotometria)*
Livello di illuminazione di un lumen per piede quadro.

Foot Lambert *(Fotometria)*
Brillantezza di una sorgente pari ad un lumen per piede quadrato.

Fotoaccoppiatore *(Elettronica)*
Optoaccopiatore.

Fotoconduttore *(Elettronica)*
Un materiale con resistività dipendente dal livello di illuminazione.

Fotodarlington *(Elettronica)*
Circuito darlington sensibile alla luce formato da una coppia di transistori.

Fotodiodo *(Elettronica)*
Un diodo fotorivelatore con giunzione p-n a semiconduttore.

Fotone *(Elettronica)*
Quanto di luce secondo la teoria ondulatoria.

Fotorivelatore *(Elettronica)*
Un dispositivo che fornisce un segnale elettrico quando sia irradiato da luce infrarossa, visibile e/o ultravioletta.

FotoSCR *(Elettronica)*
LASCR.

Fototransistor *(Elettronica)*
Un fotorivelatore a transistor.

Fruscio *(Elettronica)*
Rumore casuale ad alta frequenza sovrapposto ad un segnale oppure ad una linea logica.

Gate *(Elettronica)*
(Porta) terminale di controllo di un SCR o componente di una funzione logica.

Illuminazione *(Fotometria)*
Livello luminoso su una superficie unitaria.

Infrarosso *(Fotometria)*
Radiazione di lunghezza d'onda maggiore di quella percepita dall'occhio umano; la lunghezza d'onda sta tra i 0,78 ed i 100 micron.

Intervallo di banda *(Elettronica)*
La differenza potenziale tra le bande di valenza e di conduzione. Determina la caduta di tensione diretta, e la frequenza dell'emissione luminosa di un diodo.

Luce *(Fotometria)*
La radiazione normalmente percepita dall'occhio umano; la lunghezza d'onda va da 0,38 a 0,78 micron.

Lumen *(Fotometria)*
Unità di flusso radiante attraverso uno steradiante con origine in una sorgente da una candela.

Lunghezza d'onda *(Radiometria)*
La velocità della luce divisa per la frequenza, secondo la teoria elettromagnetica-ondulatoria della luce.

Micron *(Radiometria)*
10^{-6} metri.

Modulazione *(Elettronica)*
La trasmissione di un'informazione mediante modifica di un segnale portante; di solito in ampiezza od in frequenza.

Modulo ad interruzione *(Elettronica)*
Dispositivo optoelettronico che rileva oggetti che interrompono un raggio di luce tra un emettitore ed un rilevatore.

Modulo *(Elettronica)*
Componente che contiene una sorgente ed un rivelatore che rivela oggetti che completino il percorso del raggio mediante riflessione.

Monocromatico *(Fotometria)*
Di un unico colore, o lunghezza d'onda.

Monocrometro *(Fotometria)*
Uno strumento che costituisce una sorgente di una data lunghezza d'onda in una data banda.

Nanometro *(Radiometria)*
10^{-9} metri.

Normalizzato *(Elettronica)*
Presentazione del cambiamento in un parametro, dovuto al cambiamento delle condizioni di prova, eseguita dividendo il valore finale per quello iniziale.

Optoaccoppiatore *(Elettronica)*
Un componente singolo che trasmette informazioni elettriche senza che vi sia collegamento elettrico, tra una sorgente luminosa ed un rivelatore di luce.

Optoisolatore *(Elettronica)*
Optoaccoppiatore.

Polarizzazione *(Elettronica)*
Le condizioni elettriche di funzionamento o di prova di un componente.

Rapporto impulso - pausa *(Elettronica)*
Il rapporto tra il tempo di attivazione ed il periodo in una serie d'impulsi.

Rendimento *(Elettronica)*
In questo manuale si riferisce al rapporto tra la potenza di uscita di una sorgente e la potenza elettrica da essa assorbita.

Rettificatore controllato al silicio *(Elettronica)*
Un tiristor a blocco inverso, che può bloccare o condurre in polarizzazione diretta, essendo la conduzione tra anodo e catodo iniziata da una polarizzazione diretta della giunzione gate - catodo.

Rivelatore *(Radiometria)*
Un dispositivo che converte l'energia luminosa (radiazione) in energia elettrica.

Rivelazione sincrona *(Elettronica)*
Una tecnica per rivelare impulsi a basso livello rivelando solo i cambiamenti del segnale che avvengono contemporaneamente agli impulsi.

Saltellamento *(Elettronica)*
Una rapida, e di solito indesiderata, oscillazione dei contatti di un relè tra chiusura ed apertura.

Sensibilità spettrale *(Radiometria)*
Una curva della sensibilità del rivelatore rispetto alla lunghezza d'onda rivelata.

Silicio *(Elettronica)*
Elemento cristallino che viene drogato per produrre rivelatori a fotodiodo, fototransistor, fotodarlington, ecc.

Sorgente *(Radiometria)*
Un dispositivo capace di erogare energia radiante.

Sorgente puntiforme *(Radiometria)*
Una sorgente luminosa con dimensione inferiore ad 1/10 della distanza tra sorgente e rivelatore a riflessione.

Steradiante *(Radiometria)*
Unità di angolo solido, una sfera contiene 4 π steradianti.

Temperatura di colore *(Fotometria)*
La temperatura di un corpo nero quando il suo colore si avvicina il più possibile a quello della sorgente in esame. Usata di solito per lampade e determinata a 0,45 e 0,65 micron.

Tensione d'isolamento *(Elettronica)*
La possibilità di resistere ad una tensione da parte del dielettrico di un optoaccoppiatore a condizioni e per un tempo definiti.

Termopila *(Radiometria)*
Un rivelatore di radiazioni a larghissima banda, sensibile al calore.

Transistor *(Elettronica)*
Semiconduttore a tre terminali che si comporta come generatore di corrente pilotato in corrente.

Transistor unigiunzione *(Elettronica)*
Un semiconduttore a tre terminali a soglia di tensione, che viene normalmente usato per oscillatori e ritardatori.

Triac *(Elettronica)*
Un tiristor che può bloccare e condurre in entrambe le polarità. La conduzione viene iniziata polarizzando direttamente la giunzione gate - MTI.

Tungsteno *(Radiometria)*
L'elemento normalmente usato per il filamento delle lampade ad incandescenza.

Unità Angstrom (Radiometria)
10^{-10} metri, termine antiquato usato per misurare la lunghezza d'onda di una radiazione.

Watt *(Elettronica)*
Unità di potenza, un volt ampere.

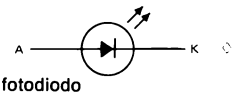
Watt *(Fotometria)*
Unità di potenza, 685 lumen ad una lunghezza d'onda di 0,555 micron.

Riprodotto col permesso di *Electronics*, 3 aprile, 1975.

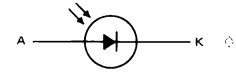
Dispositivi optoelettronici

Diodi

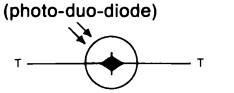
diodo luminescente (LED)



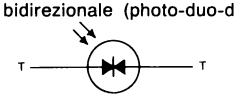
fotodiodo



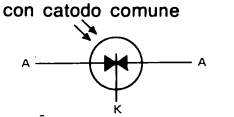
fotodiodo NPN bidirezionale (photo-duo-diode)



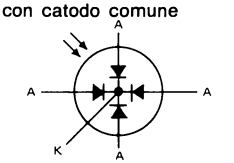
fotodiodo PNP bidirezionale (photo-duo-diode)



fotodiodo PNP a due segmenti, con catodo comune

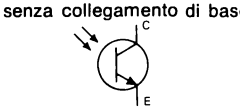


fotodiodo PNP a quattro quadranti con catodo comune

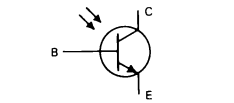


Transistori

Fototransistor npn senza collegamento di base

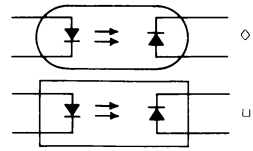


Fototransistor npn con collegamento di base

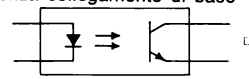


Isolatori ad accoppiamento ottico

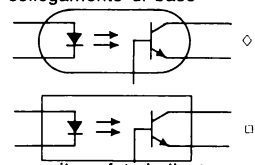
con uscita a fotodiodo



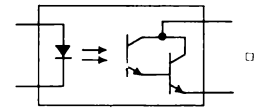
con uscita a fototransistor, senza collegamento di base



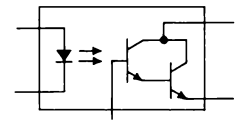
con uscita a fototransistor e collegamento di base



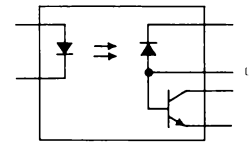
con uscita a fotodarlington niente base



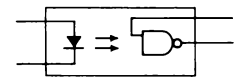
con uscita a fotodarlington e base



con fotodiodo ed uscita amplificata a transistor



con uscita a fotorivelatore-porta NAND



◇ **Approvazione IEEE/ANSI**
○ **Approvazione ICE**
☆ **Proposta revisione IEEE**
□ **Impiego per apparecchiature commerciali**

APPENDICI

BIBLIOGRAFIA E RIFERIMENTI

A Linear Opto Isolator, Morrison, Law; Ferranti Ltd., Edinburgh.

After 13 Years, Standardization of Opto Isolators... McDermott; Electronic Design, February 1, 1974.

Avoid I_{CEO} Measurements, Hendriks; Electronic Design, November 22, 1975.

Designers Guide to Small Incandescent Lamps, Dean; Appliance Manufacturer, November 1973.

Electro Optics Handbook, Engstrom et al; RCA, Harrison, N.J.

Get to Konw the Opto Coupler, Sahm; Electronic Design, June 7, 1975.

Guide WJCTZ, File E51868, Underwriters Laboratories, Inc.

High Performance Circuits... Photodarlington Transistor, Sahm; G.E., Aubum, N.Y.

How to Evaluate ... Light Sensitive Silicon Devices, Korn; G.E. Auburn, N.Y.

How to Use ... Photodarlington Transistor, Sahm; G.E., Auburn, N.Y.

Isoltion ... Telephone Circuit Protection... Halverson, Koshire, Thorson; IEEE # C75113-6.

Laser Eye Receiver, GE-STPD, Philadelphia, Pa.

MIL-HDBK-217B, Reliability, Prediction of Electronic Equipment RADC, Griffis AFB, Rome, N.Y.

Mini Guide to Optical Crystals, Materials Engineering, October 1970.

Optical Couplers, Franson; EDN, October 5, 1975.

Optical Engineering Handbook, Mauro; G.E., Syracuse, N.Y.

Optical Waveguides Look Brighter Than Ever, Thiel, Bielawski; Electronics, March 21, 1974.

Optoelectronics in Manufacturing Applications, Sahm, Tarzia; SME # AD74-427.

Photon Couplers, Korn; G.E., Auburn, N.Y.

Plastic...Transistor Reliability, Note 95.45; G.E. Syracuse, N.Y.

Ringing Problems on Long Subscriber Loops, Ott; Telephony, June 24, 1974.

Rural Subscriber Loops Go Electronic, Flores, Moore, Buster; Telephony, June 24, 1974.

SCR Manual, 5th ed., Grafham et al; G.E., Auburn, N.Y.

Self Study Manual on Optical Radiation Measurements – Preview, Compton; EOSD, August 1975.

Solid State Lamp Manual, Hall et al; G.E., Cleveland, Ohio.

Solid State Relays Aren't All Alike, Sahm; Electronic Products, July 15, 1974.

Specifications Governing the Use of Photocouplers, proposed November 1975, CNET/SOTELEC, France.
Technology Update - Optically Coupled Isolators, Mattera; Electronics, September 18, 1975.
The Coupling...Diodes into Optical Fibers... Johnson, Kawasaki; CRC Report # 1250, Communications Research Centre, Ottawa.
The Design of Broadband Light Modulators, Bracale, Lombardi; The Radio and Electronic Engineer, April 1970.
The Light Activated SCR, Howell; G.E., Auburn, N.Y.
The Measurement... Dielectric Strength of Glasses, Barney; Corning Glass Works, Corning, N.Y.
The Mechanisms...Degradation...GaAs Infrared Emitting Diodes, Thomas, GSFC, FMR 08-001, NASA. Goddard Space Flight Center, Greenbolt, Md.
The Photocoupler, Grafham; G.E., Amstelveen.
Transistor Manual, 7th ed.; Cleary et al; G.E., Syracuse, N.Y.
What Is... The Lifetime of Optoelectronic Components, ASEA - HAFO, Sweden.

GUIDA ALLE SPECIFICHE

OPTO ACCOPPIATORI

Uscita a fototransistor

Tipo Ge	Pagina N°	Tensione di isolamento (V_{pk}) Min.	Rapporto di trasferimento di corrente	I_D(nA) Max.	BV_{CEO} (Volts/ Min.)	Tipico (μsec.)		V_{CE}(Sat) Max.
						t_r	t_f	
CNY17 I	228	4000	40- 80	50	70	2	2	.3
CNY17 II	228	4000	63-125	50	70	2	2	.3
CNY17 III	228	4000	100-200	50	70	2	2	.3
CNY17 IV	228	4000	160-320	50	70	2	2	.3
CNY32	242	4000 V_{RMS}	20%	100	30	3	3	.4
CNY47	250	2800	20- 60	100	30	2	2	.4
CNY47A	250	2800	40-	100	30	2	2	.4
CNY51		5656	100-	50	70	2	2	.4
H11A1	138	2500	50%	50	30	2	2	.4
H11A2	138	1500	20%	50	30	2	2	.4
H11A3	140	2500	20%	50	30	2	2	.4
H11A4	140	1500	10%	50	30	2	2	.4
H11A5	142	1500	30%	100	30	2	2	.4
H11A520	148	5656	20%	50	30	2	2	.4
H11A550	148	5656	50%	50	30	2	2	.4
H11A5100	148	5656	100%	50	30	2	2	.4
H15A1	188	4000 V_{RMS}	20%	100	30	3	3	.4
H15A2	188	4000 V_{RMS}	10%	100	30	3	3	.4
4N25	124	2500	20%	50	30	3	3	.5
4N25A	124	1775 V_{RMS}	20%	50	30	3	3	.5
4N26	124	1500	20%	50	30	3	3	.5
4N27	124	1500	10%	50	30	3	3	.5
4N28	124	500	10%	50	30	3	3	.5
4N35	128	2500 V_{RMS}	100%	50	30	5	5	.3
4N36	128	1750 V_{RMS}	100%	50	30	5	5	.3
4N37	128	1050 V_{RMS}	100%	50	30	5	5	.3
H74A1	152	1500		100	15			

Uscita a foto Darlington

H11B1	158	2500	500%	100	25	125	100	1.0
H11B2	158	1500	200%	100	25	125	100	1.0
H11B3	158	1500	100%	100	25	125	100	1.0
H11B255	160	1500	100%	100	55	125	100	1.0
H15B1	190	4000 V_{RMS}	400%	100	30	125	100	1.4
H15B2	190	4000 V_{RMS}	200%	100	30	125	100	1.4
4N29	126	2500	100%	100	30	5	40	1.0
4N29A	126	1775 V_{RMS}	100%	100	30	5	40	1.0
4N30	126	1500	100%	100	30	5	40	1.0
4N31	126	1500	50%	100	30	5	40	1.2
4N32	126	2500	500%	100	30	5	100	1.0
4N32A	126	1775 V_{RMS}	500%	100	30	5	100	1.0
4N33	126	1500	500%	100	30	5	100	1.0
CNY31	240	4000 V_{RMS}	400%	100	30	125	100	1.4
CNY48	252	2120	600%	100	30	125	100	1.0

Uscita a foto SCR

Tipo Ge	Pagina N°	Tensione di isolamento Min.	I_F di Trigger (Max.)	I_D 100° C (Max.)μA	Tensione di blocco (Min.)	Tipico Ton(μsec.)	V_F (Max.)
H11C1	164	2500	20mA	50	200	1	1.5
H11C2	164	2100	20mA	50	200	1	1.5
H11C3	164	1500	30mA	50	200	1	1.5
H11C4	168	2500	20mA	100	400	1	1.5
H11C5	168	2100	20mA	100	400	1	1.5
H11C6	168	1500	30mA	100	400	1	1.5
4N39	134	1500	14mA	50	200	1	1.5
4N40	134	1500	14mA	150	400	1	1.5
H74C1	172	1500			200		
H74C2	172	1500			400		
CNY30	236	2500	20mA	50	200	1	1.5
CNY34	236	2500	20mA	150	400	1	1.5

Accoppiatore a soglia programmabile

Tipo Ge	Pagina N°	Tensione di isolamento (V_{pk}) Min.	Rapporto di trasferimento di corrente	I_D(nA) Max.	BV_{CEO} (Volts/ Min.)	Tipico (μsec.)		V_{CE}(Sat) Max.
						t_r	t_f	
H11A10	144	1500	10%	50	30	2	2	.4

Accoppiatore con ingresso in C.A.

H11AA1	154	1500	20%	100	30	2	2	.4
H11AA2	154	1500	10%	200	30	2	2	.4
CNY35	246	1500	10%	200	30	2	2	.4

Accoppiatore ad alta tensione

H11D1	174	2500	20%	100	300	5	5	.4
H11D2	174	1500	20%	100	300	5	5	.4
H11D3	174	1500	20%	100	200	5	5	.4
H11D4	174	1500	10%	100	200	5	5	.4
4N38	132	1500	10%	50	80	5	5	1.0
4N38A	132	1775 V_{RMS}	10%	50	80	5	5	1.0
CNY33	244	2500	20%	100	300	5	5	.4

Uscita a foto darlington per alta tensione

Tipo Ge	Pagina N°	Tensione di isolamento (RMS) Min.	Rapporto di trasferimento di corrente	I_D(nA) Max.	BV_{CEO} (Volts/Min.)	Tipico (μsec.)		V_{CE}(Sat) Max.
						t_r	t_f	
H11G1	180	2500	1000%	100	100	5	100	1.0
H11G2	180	2500	1000%	100	80	5	100	1.0
H11G3	182	1500	200%	100	55	5	100	1.0

Uscita a FET analogico

Tipo Ge	Pagina N°	Tensione di isolamento (RMS) Min.	Stato di resistenza aperto Max. OHMS	Stato di resistenza aperto Min. OHMS	Tensione breakdown	Tempo turn-on (μsec)	Tempo turn-off (μsec)
H11F1	176	2500	200	300M	30	15	15
H11F2	176	2500	330	300M	30	15	15
H11F3	176	1500	470	330M	15	15	15

EMETTITORI ALL'INFRAROSSO

Tipo Ge	Pagina N°	Min. P_O I_F=100mA	Max. V_F I_F100mA	Lunghezza d'onda di emissione di picco	Tempo di salita	Tempo di caduta	Max. P_D mW	Max. I_F cont. mA
IN6264	104	6.0mW	1.7V	940	1.0	1.0	1300	100
IN6265	104	6.0mW	1.7V	940	1.0	1.0	1300	100
IN6266	106	25mW/sr	1.7V	940	1.0	1.0	1300	100
CQX14	220	5.4mW	1.7V	940	1.0	1.0	1300	100
CQX15	220	5.4mW	1.7V	940	1.0	1.0	1300	100
CQX16	220	1.5mW	1.7V	940	1.0	1.0	1300	100
CQX17	220	1.5mW	1.7V	940	1.0	1.0	1300	100
F5D1	110	12mW	1.7V	880	1.5	1.5	1300	100
F5D2	110	9mW	1.7V	880	1.5	1.5	1300	100
F5E1	110	12mW	1.7V	880	1.5	1.5	1300	100
F5E2	110	9mW	1.7V	880	1.5	1.5	1300	100
LED55C	114	5.4mW	1.7V	940	1.0	1.0	1300	100
LED55B	114	3.5mW	1.7V	940	1.0	1.0	1300	100
LED56	114	1.5mW	1.7V	940	1.0	1.0	1300	100
LED55CF	114	5.4mW	1.7V	940	1.0	1.0	1300	100
LED55BF	114	3.5mW	1.7V	940	1.0	1.0	1300	100
LED56F	114	1.5mW	1.7V	940	1.0	1.0	1300	100

RIVELATORI

Fototransistori

Tipo Ge	Pagina N°	Sensibilità (ma/mw/cm²) Min.	Sensibilità (ma/mw/cm²) Max	BV_{CEO} (V)	BV_{CBO} (V)	$I_{D(nA)}$ Max.	Commutazione tipica t (μsec.)	Commutazione tipica t_f (μsec.)	Typ. $V_{CE(Sat)}$
BPW36	224	.6	–	45	45	100	5	5	.4
BPW37	224	.3	–	45	45	100	5	5	.4
L14G1	120	.6	–	45	45	100	5	5	.4
L14G2	120	.3	–	45	45	100	5	5	.4
L14G3	120	1.2	–	45	45	100	5	5	.4
L14H1	122	.05	–	60	60	100	5	5	.4
L14H2	122	.2	–	30	30	100	5	5	.4
L14H3	122	.2	–	60	60	100	5	5	.4
L14H4	122	.05	–	30	30	100	5	5	.4

Foto darlington

2N5777	116	.25	–	25	25	100	75	50	.8
2N5778	116	.25	–	40	40	100	75	50	.8
2N5779	116	1.0	–	25	25	100	75	50	.8
2N5780	116	1.0	–	40	40	100	75	50	.8
BPW38	226	15.0	–	25	25	100	75	50	.8
L14F1	118	15.0	–	25	25	100	75	50	.8
L14F2	118	5.0	–	25	25	100	75	50	.8

MODULO AD INTERRUZIONE A FOTOACCOPPIAMENTO

Uscita a fototransistor

Tipo Ge	Pagina N°	Corrente d'uscita		I_D(nA)	BV_{CEO} (V)	Tipica		V_{CE}(Sat) Max.
						Ton (μsec.)	t_f (μsec.)	
H13A1	184	I_F = 20mA	200μA	100	30	5	5	.4
H13A2	184	I_F = 20mA	50μA	100	30	5	5	.4
H20A1	196	I_F = 20mA	200μA	100	30	5	5	.4
H20A2	196	I_F = 20mA	50μA	100	30	5	5	.4
H21A1	200	I_F = 20mA	1.0mA	100	30	8	50	.4
H21A2	200	I_F = 20mA	2.0mA	100	30	8	50	.4
H21A3	200	I_F = 20mA	4.0mA	100	30	8	50	.4
H21A4	202	I_F = 20mA	1.0mA	100	55	8	50	.4
H21A5	202	I_F = 20mA	2.0mA	100	55	8	50	.4
H21A6	202	I_F = 20mA	4.0mA	100	55	8	50	.4
H22A1	208	I_F = 20mA	1.0mA	100	30	8	50	.4
H22A2	208	I_F = 20mA	2.0mA	100	30	8	50	.4
H22A3	208	I_F = 20mA	4.0mA	100	30	8	50	.4
H22A4	210	I_F = 20mA	1.0mA	100	55	8	50	.4
H22A5	210	I_F = 20mA	2.0mA	100	55	8	50	.4
H22A6	210	I_F = 20mA	4.0mA	100	55	8	50	.4
CNY28	232	I_F = 20mA	200μA	100	30	5	5	.4

Uscita a foto darlington

H13B1	186	I_F = 20mA	2500μA	100	25	150	150	1.2
H13B2	186	I_F = 20mA	1000μA	100	25	150	150	1.2
H20B1	198	I_F = 20mA	2500μA	100	25	150	150	1.2
H20B2	198	I_F = 20mA	1000μA	100	25	150	150	1.2
H21B1	204	I_F = 10mA	7.5mA	100	30	45	250	1.0
H21B2	204	I_F = 10mA	14mA	100	30	45	250	1.0
H21B3	204	I_F = 10mA	25mA	100	30	45	250	1.0
H21B4	206	I_F = 10mA	7.5mA	100	55	45	250	1.0
H21B5	206	I_F = 10mA	14mA	100	55	45	250	1,0
H21B6	206	I_F = 10mA	25mA	100	55	45	250	1.0
H22B1	212	I_F = 10mA	7.5mA	100	30	45	250	1.0
H22B2	212	I_F = 10mA	14mA	100	30	45	250	1.0
H22B3	212	I_F = 10mA	25mA	100	30	45	250	1.0
H22B4	214	I_F = 10mA	7.5mA	100	55	45	250	1.0
H22B5	214	I_F = 10mA	14mA	100	55	45	250	1.0
H22B6	214	I_F = 10mA	25mA	100	55	45	250	1.0
CNY29	234	I_F = 20mA	2.5mA	100	25	150	150	1.2

COPPIE DI RIVELATORI CON EMETTITORE ACCOPPIATO

Uscita a fototransistor

H17A1	192	I_F = 20mA	50μA	100	30	5	5	.4
H23A1	216	I_F = 30mA	1.5mA	100	30	8	50	.4

Uscita a foto darlington

H17B1	194	I_F = 20mA	1000μA	100	25	150	150	1.2
H23B1	218	I_F = 10mA	7.5 mA	100	30	45	250	1.0

NORME DI SICUREZZA

I dispositivi optoelettronici si possono usare nei sistemi che comportano rischi personali o di altro tipo. Tutti i componenti, compresi i dispositivi a semiconduttore, hanno la possibilità di degradarsi o di andare fuori servizio in modo da poter deteriorare il corretto funzionamento di tali sistemi. Per la protezione contro queste evenienze esistono ben note tecniche circuitali. Esempi di queste tecniche comprendono i progetti prudenziali, i sistemi ad autocontrollo ed altre tecniche di sicurezza contro i guasti. L'analisi dei guasti in ogni sistema, dal punto di vista della sicurezza, è altamente raccomandata. Nel capitolo di questo manuale che tratta dell'affidabilità sono discusse le reazioni possibili dei dispositivi ai diversi fattori ambientali. Questi e tutti gli altri fattori ambientali dovranno essere analizzati in tutti i progetti di circuiti, in particolare nelle applicazioni connesse con la sicurezza.

Se l'analisi del sistema indica che c'è bisogno del più elevato grado di affidabilità nel componente usato, si raccomanda di prendere contatto con la General Electric per un programma di affidabilità adattato alle esigenze del cliente.

SOLID STATE
OPTOELECTRONICS

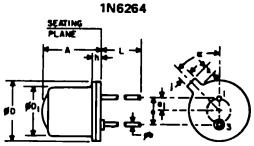
Infrared Emitter

1N6264, 1N6265

Gallium Arsenide Infrared – Emitting Diode

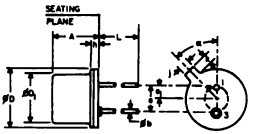
The General Electric 1N6264 and 1N6265 Series are gallium arsenide, light emitting diodes which emit non-coherent, infrared energy. They are ideally suited for use with silicon detectors. The 1N6264 has a lens which provides a narrow beam angle while the 1N6265 has a flat window for a wide beam angle which is useful with external lensing.

1N6264



SYMBOL	INCHES MIN.	INCHES MAX.	MILLIMETERS MIN.	MILLIMETERS MAX.	NOTES
A		.256		6.47	
ØB	.016	.021	.406	.534	
ØD	.209	.230	5.30	5.85	
ØD1	.180	.187	4.58	4.75	
e	.100 NOM.		2.54 NOM.		2
e1	.050 NOM.		1.27 NOM.		2
h		.030		.76	
j	.031	.044	.78	1.12	
k	.036	.046	.91	1.17	1
L	1.00		25.4		
α	45°		45°		3

1N6265



absolute maximum ratings: (25°C unless otherwise specified)

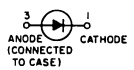
Voltages			
† Reverse Voltage	V_R	3	volts
Currents			
† Forward Current (continuous)	I_F	100	mA
† Forward Current (pw 1 μs, 200 Hz)	I_F	10	A
Dissipation			
† Power Dissipation (T_A = 25°C)*	P_T	170	mW
Power Dissipation (T_C = 25°C)**	P_T	1.3	W
Temperatures			
† Junction Temperature	T_J	-65 to +150	°C
† Storage Temperature	T_{stg}	-65 to +150	°C
† Lead Soldering Time (1/16" [1.6mm] from case for 10 sec.)	T_L	260	°C

*Derate 1.36 mW/°C above 25°C ambient.
**Derate 10.4 mW/°C above 25°C case.

electrical characteristics: (25°C unless otherwise specified)

	SYM.	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
† Reverse Leakage Current (V_R = 3V)	I_R	–	–	10	μA
† Forward Voltage (I_F = 100 mA)	V_F	–	1.4	1.7	Volts
† Total Power Output (note 1) (I_F = 100 mA)	P_o	6	–	–	mW
† Peak Emission Wavelength (I_F = 100 mA)	λ_p	935	945	955	nm
Spectral Shift with Temperature		–	.28	–	nm/°C
† Spectral Bandwidth – 50%	$\Delta\lambda$	–	–	60	nm
† Half Intensity Beam Angle					
1N6264	θ_{HI}	–	–	20	deg
1N6265	θ_{HI}	–	–	80	deg
Rise Time – 0-90% of Output	t_r	–	1.0	–	μs
Fall Time – 100-10% of Output	t_f	–	1.0	–	μs

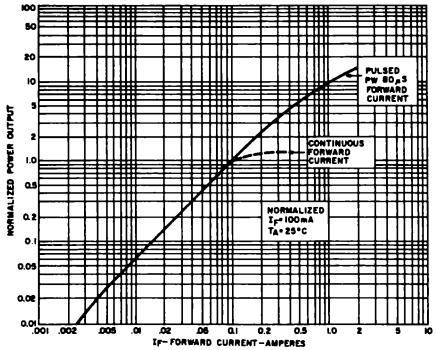
SYMBOL	INCHES MIN.	INCHES MAX.	MILLIMETERS MIN.	MILLIMETERS MAX.	NOTES
A		.156		3.93	
ØB	.016	.021	.406	.534	
ØD	.209	.230	5.30	5.85	
ØD1	.180	.187	4.58	4.75	
e	.100 NOM.		2.54 NOM.		2
e1	.050 NOM.		1.27 NOM.		2
h		.030		.76	
j	.031	.044	.78	1.12	
k	.036	.046	.91	1.17	1
L	1.00		25.4		
α	45°		45°		3



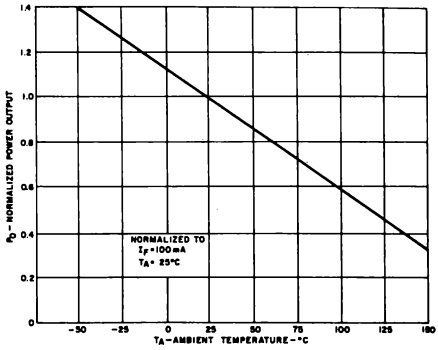
1. Measured from maximum diameter of device.
2. Leads having max. diameter .021" (.533mm) measured in gaging plane .054" + .001" – .000 (137 + 025 – 000mm) below the reference plane of the device shall be within .007" (.778mm) their true position relative to a maximum width tab.
3. From centerline tab.

Note 1:
Total power output, P_O, is the total power radiated by the device into a solid angle of 2π steradians.

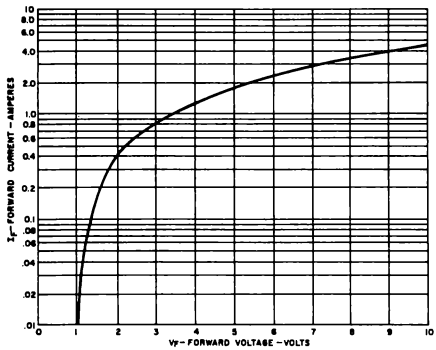
† Indicates JEDEC registered values.



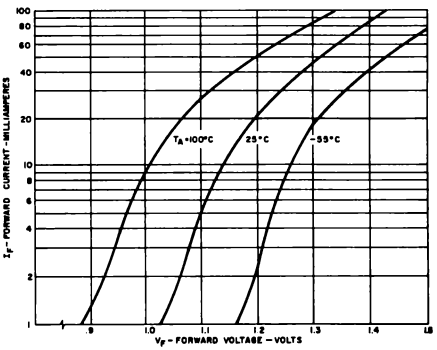
1. POWER OUTPUT VS. INPUT CURRENT



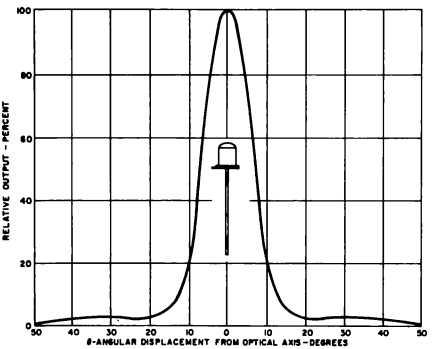
2. POWER OUTPUT VS. TEMPERATURE



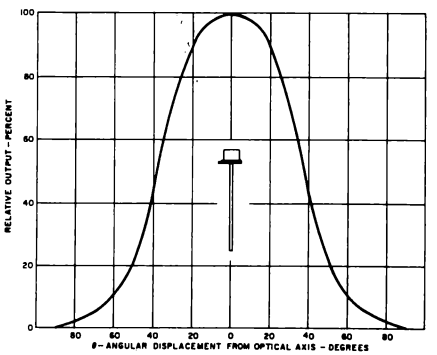
3. FORWARD VOLTAGE VS. FORWARD CURRENT



4. FORWARD VOLTAGE VS. FORWARD CURRENT



5. 1N6264 – TYPICAL RADIATION PATTERN

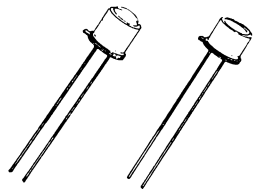


6. 1N6265 – TYPICAL RADIATION PATTERN

SOLID STATE
OPTOELECTRONICS

Infrared Emitter

F5D1, F5D2, F5E1, F5E2



F5D1, F5D2 F5E1, F5E2

Gallium Aluminum Arsenide Infrared – Emitting Diode

The General Electric F5D and F5E Series are infrared emitting diodes. They exhibit high power output and a typical peak wavelength of 880 nanometers. They provide a significant increase in system efficiency, when used with silicon detectors, compared to GaAs infrared emitting diodes.

absolute maximum ratings: (25°C, unless otherwise specified)

	SYMBOL		UNITS
Voltage			
Reverse Voltage	V_R	3	V
Current			
Forward Current (continuous)	I_F	100	mA
Forward Current (pw, 1 μs; 200 Hz)	I_F	10	A
Forward Current (pw, 10μs;100 Hz)	I_F	3	A
Dissipation			
Power Dissipation (T_A = 25°C)*	P_T	170	mW
Power Dissipation (T_C = 25°C)**	P_T	1.3	W
Temperatures			
Junction Temperature	T_J	-65 to +150	°C
Storage Temperature	T_{stg}	-65 to +150	°C
Lead Soldering Time (1/16" [1.6mm] from case for 10 sec.)	T_L	+260	°C

*Derate 1.36 mW/°C above 25°C ambient.
**Derate 10.4 mW/°C above 25°C case.

electrical characteristics: (25°C, unless otherwise specified)

	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
Reverse Leakage Current (V_R = 3V)	I_R	–	–	10	μA
Forward Voltage					
(I_F = 100mA)	V_F	–	–	1.7	Volts
(I_F = 1A)	V_F	–	–	3.5	Volts

optical characteristics: (25°C, unless otherwise specified)

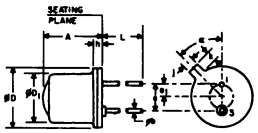
		SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
Total Power Output						
(I_F = 100mA)(Note 1)	– F5D1, F5E1	P_o	12	–	–	mW
	– F5D2, F5E2		9	–	–	mW
Peak Emission Wavelength						
(I_F = 100mA)		λ_p	–	880	–	nm

optical characteristics (continued): (25°C, unless otherwise specified)

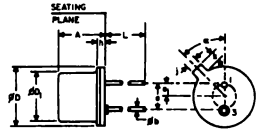
	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
Spectral Shift with Temperature		–	.3	–	nm/°C
Spectral Bandwidth – 50%	$\Delta\lambda$	–	80	–	nm
Half Intensity Beam Angle					
– F5D1, F5D2	θ_{HI}	–	–	20	Deg.
– F5E1, F5E2		–	–	80	Deg.
Rise Time					
0-90% of Output (Note 2)	t_r	–	1.5	–	μs
Fall Time					
100-10% of Output (Note 2)	t_f	–	1.5	–	μs

NOTES:
1. Total power output, P_O, is the total power radiated by the device into a solid angle of 2π steradians.
2. At I_F = 100mA, t_r < 10ns input current pulse.

F5D1 – F5D2



F5E1 – F5E2



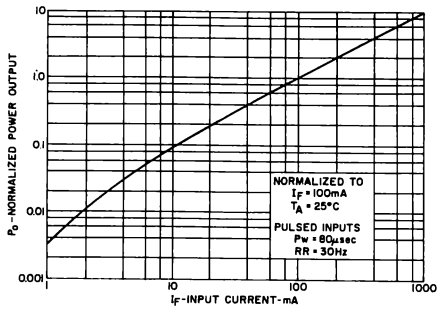
SYMBOL	INCHES		MILLIMETERS		NOTES
	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.	
A	–	.255	–	6.47	
ϕb	.016	.021	.406	.534	
ϕD	.209	.230	5.30	5.85	
ϕD_1	.180	.187	4.58	4.75	
e	.100 NOM		2.54 NOM		2
e_1	.050 NOM		1.27 NOM		2
h	–	.030	–	.76	
j	.031	.044	.78	1.12	
k	.036	.046	.91	1.17	1
L	1.00	–	25.4	–	
α	45°	45°	45°	45°	3

NOTES:
1. Measured from maximum diameter of device.
2. Leads having maximum diameter .021" (.533mm) measured in gauging plane .054" + .001" – .000 (137 + 025 – 000mm) below the reference plane of the device shall be within .007" (.778mm) their true position relative to a maximum width tab.
3. From centerline tab.

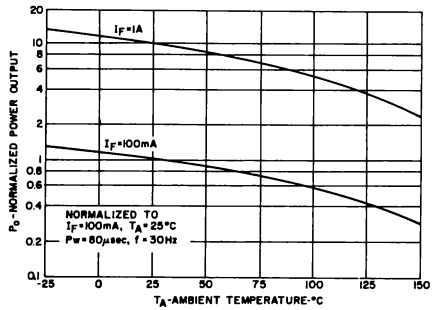
SYMBOL	INCHES		MILLIMETERS		NOTES
	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.	
A	–	.155	–	3.93	
ϕb	.016	.021	.406	.534	
ϕD	.209	.230	5.30	5.85	
ϕD_1	.180	.187	4.58	4.75	
e	.100 NOM		2.54 NOM		2
e_1	.050 NOM		1.27 NOM		2
h	–	.030	–	.76	
j	.031	.044	.78	1.12	
k	.036	.046	.91	1.17	1
L	1.00	–	25.4	–	
α	45°	45°	45°	45°	3

NOTES:
1. Measured from maximum diameter of device.
2. Leads having maximum diameter .021" (.533mm) measured in gauging plane .054" + .001" – .000 (137 + 025 – 000mm) below the reference plane of the device shall be within .007" (.778mm) their true position relative to a maximum width tab.
3. From centerline tab.

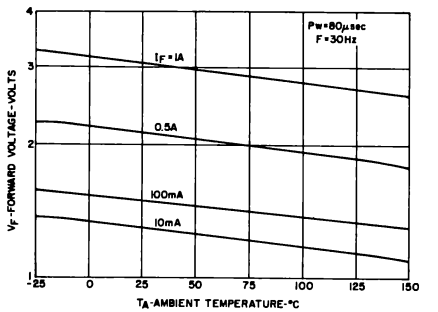
TYPICAL CHARACTERISTICS



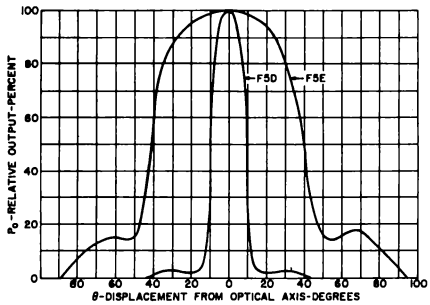
1. POWER OUTPUT VS. INPUT CURRENT



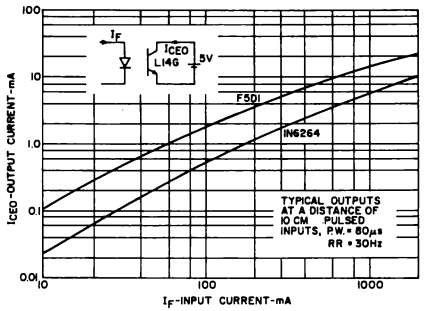
2. POWER OUTPUT VS. TEMPERATURE



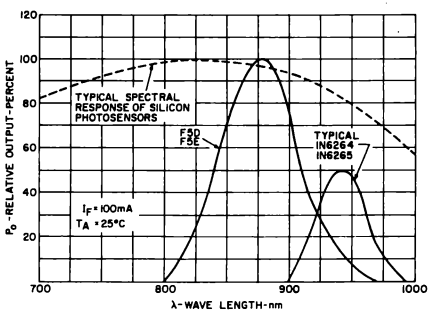
3. FORWARD VOLTAGE VS. TEMPERATURE



4. TYPICAL RADIATION PATTERN



5. OUTPUT VS. INPUT WITH L14G DETECTOR



6. OUTPUT VS. WAVELENGTH

SOLID STATE
OPTOELECTRONICS

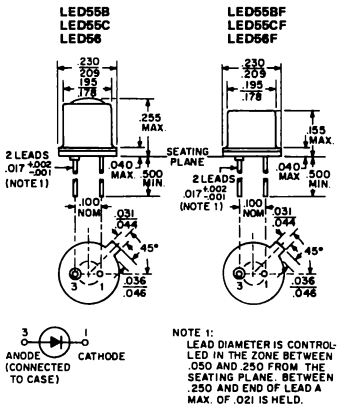
Direct replacement for SSL55B, SSL55C, SSL56, SSL55BF, SSL55CF, SSL56F

Infrared Emitter

LED55B, LED55C, LED56, LED55BF, LED55CF, LED56F

Gallium Arsenide Infrared-Emitting Diode

The General Electric LED55B-LED55C-LED56 Series are gallium arsenide, light emitting diodes which emit non-coherent, infrared energy with a peak wave length of 940 nanometers. They are ideally suited for use with silicon detectors. The "F" versions of these devices have flat lens caps.



absolute maximum ratings: (25°C unless otherwise specified)

Voltage:			
Reverse Voltage	V_R	3	volts
Currents:			
Forward Current Continuous	I_F	100	mA
Forward Current (pw 1 μsec 200 Hz)	I_F	10	A
Dissipations:			
Power Dissipation (T_A = 25°C)*	P_T	170	mW
Power Dissipation (T_C = 25°C)**	P_T	1.3	W
Temperatures:			
Junction Temperature	T_J	-65°C to +150°C	
Storage Temperature	T_{STG}	-65°C to +150°C	
Lead Soldering Time		10 seconds at 260°C	

*Derate 1.36 mW/°C above 25°C ambient.
**Derate 10.4 mW/°C above 25°C case.

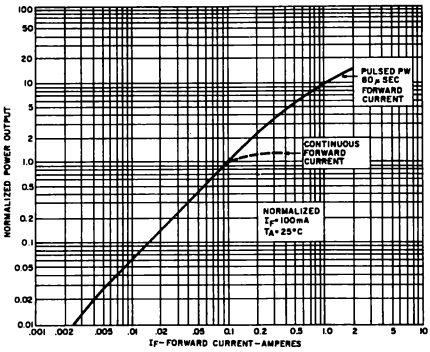
electrical characteristics: (25°C unless otherwise specified)

		MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
Reverse Leakage Current (V_R = 3V)	I_R			10	μA
Forward Voltage (I_F = 100mA)	V_F		1.4	1.7	V

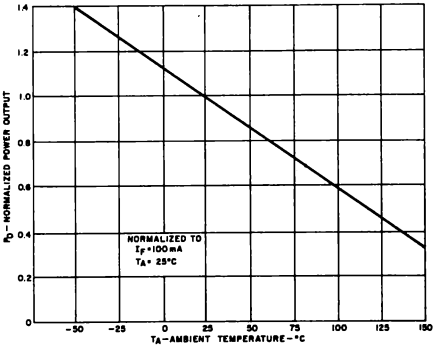
optical characteristics: (25°C unless otherwise specified)

Total Power Output (note 1) (I_F = 100mA)				
LED55B-LED55BF	P_O	3.5		mW
LED55C-LED55CF		5.4		mW
LED56 -LED56F		1.5		mW
Peak Emission Wavelength (I_F = 100mA)			940	nm
Spectral Shift with Temperature			.28	nm/°C
Spectral Bandwidth 50%			60	nm
Rise Time 0-90% of Output			1.0	μsec
Fall Time 100-10% of Output			1.0	μsec

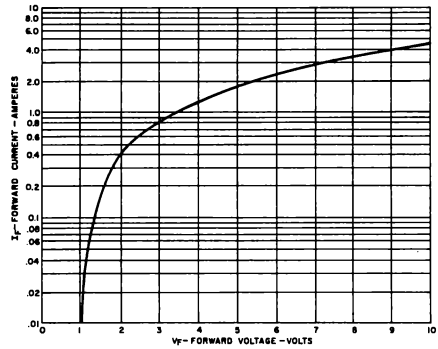
Note 1: Total power output, P_O, is the total power radiated by the device into a solid angle of 2 π steradians.



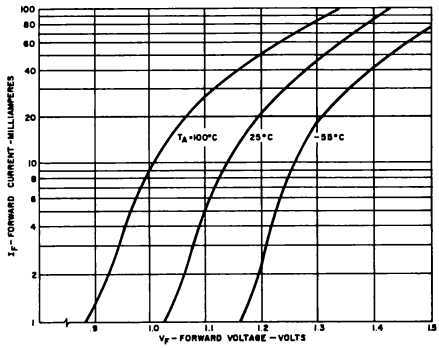
1. POWER OUTPUT VS. INPUT CURRENT



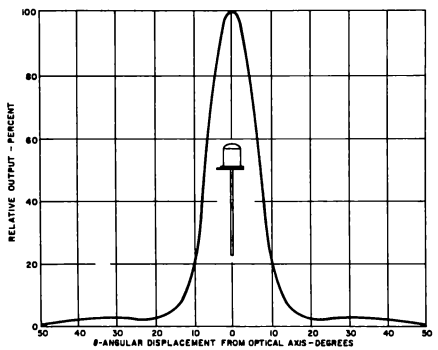
2. POWER OUTPUT VS. TEMPERATURE



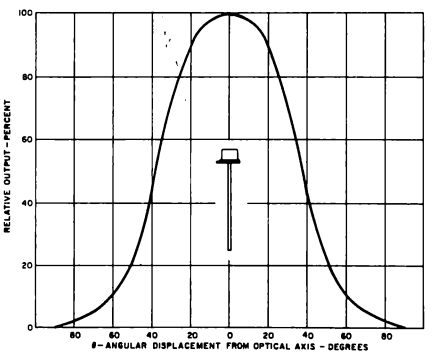
3. LED 55B, 55C, 56, 55BF, 55CF, 56F FORWARD VOLTAGE VS. FORWARD CURRENT



4. FORWARD VOLTAGE VS. FORWARD CURRENT



5. LED 55B, 55C, 56 TYPICAL RADIATION PATTERN



6. LED 55BF, 55CF, 56F TYPICAL RADIATION PATTERN

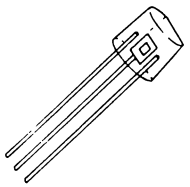
SOLID STATE

OPTOELECTRONICS

Light Detector Planar Silicon Photo-Darlington Amplifier

NPN 2N5777-80

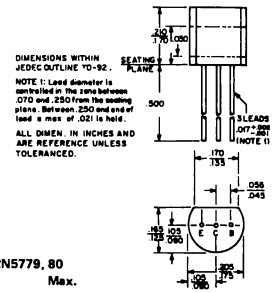
This General Electric Light Sensor Series is an NPN planar silicon photo-darlington amplifier. For many applications, only the collector and emitter leads are used. A base lead is provided to control sensitivity and the gain of the device. They are packaged in clear epoxy encapsulant and can be used in industrial and commercial applications requiring a low-cost, general purpose, photo-sensitive device.



absolute maximum ratings: (25°C) (unless otherwise specified)

		2N5777, 79 (L14D1,3)	2N5778, 80 (L14D2,4)	
Voltages—Dark Characteristics				
Collector to Emitter	V_{CEO}	25	40	Volts
Collector to Base	V_{CBO}	25	40	Volts
Emitter to Base	V_{EBO}	8	12	Volts
Current				
Light Current	I_L	250	250	mA
Dissipation				
Power Dissipation*	P_T	200	200	mW
Temperature				
Junction Temperature	T_J	←——100°C——→		
Storage Temperature	T_{stg}	←-65°C to +100°C→		

*Derate 2.67mW/°C above 25°C ambient



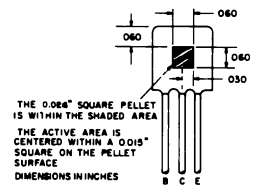
electrical characteristics: (25°C) (unless otherwise specified)

Static Characteristics		2N5777, 78 Min.	2N5777, 78 Max.	2N5779, 80 Min.	2N5779, 80 Max.	
Light Current (V_{CE} = 5V, H = 2mW/cm² **)	I_L	0.5	–	2.0	–	mA
Forward Current Transfer Ratio (V_{CE} = 5V, I_C = 2.0mA)	h_{FE}	1.0k	–	2.0k	–	

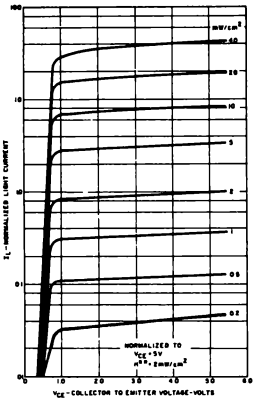
		2N5777, 79 Min.	2N5777, 79 Max.	2N5778, 80 Min.	2N5778, 80 Max.	
Dark Current (V_{CE} = 12V, I_B = 0)	I_D	–	100	–	100	nA
Collector-Emitter Breakdown Voltage (I_C = 10mA, H = 0)	$V_{(BR)CEO}$	25	–	40	–	Volts
Collector-Base Breakdown Voltage (I_C = 100μA, H = 0)	$V_{(BR)CBO}$	25	–	40	–	Volts
Emitter-Base Breakdown Voltage (I_E = 100μA, H = 0)	$V_{(BR)EBO}$	8	–	12	–	Volts

Dynamic Characteristics		2N5777-80 Min.	2N5777-80 Typ.	2N5777-80 Max.	
Switching Speeds (V_{CE} = 10V, I_L = 10mA, R_L = 100 ohms, GaAs LED source)					
Delay Time	t_d	–	30	100	μsec.
Rise Time	t_r	–	75	250	μsec.
Storage Time	t_s	–	0.5	5	μsec.
Fall Time	t_f	–	45	150	μsec.
Collector-Base Capacitance (V_{CB} = 10V, f = 1MHz)	C_{cb}	–	7.6	10	pF
Emitter-Base Capacitance (V_{EB} = 0.5V, f = 1MHz)	C_{eb}	–	10.5	–	pF
Collector-Emitter Capacitance (V_{CEO} = 10V, f - 1MHz)	C_{ceo}	–	3.4	–	pF

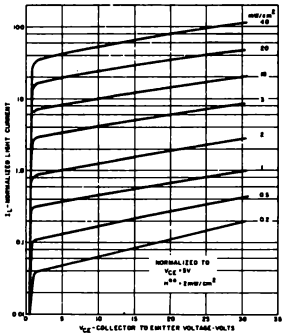
**H = Radiation Flux Density. Radiation source is an unfiltered tungsten filament bulb at 2870°K color temperature.



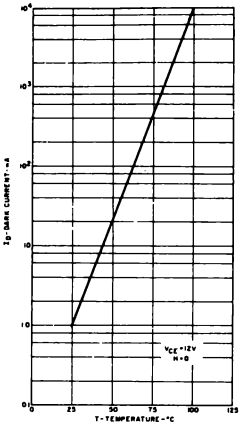
PELLET LOCATION



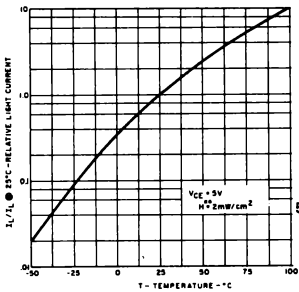
1. NORMALIZED LIGHT CURRENT VS. COLLECTOR TO EMITTER VOLTAGE



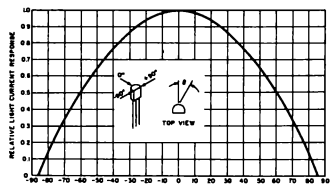
2. NORMALIZED LIGHT CURRENT VS. COLLECTOR TO EMITTER VOLTAGE



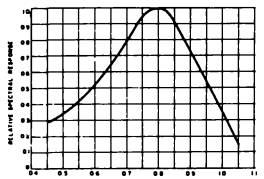
3. DARK CURRENT VS. TEMPERATURE



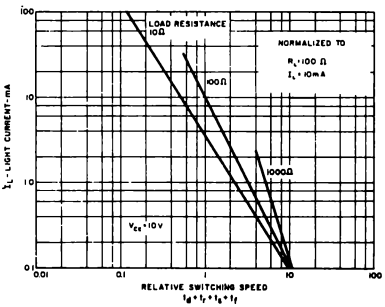
4. RELATIVE LIGHT CURRENT VS. AMBIENT TEMPERATURE



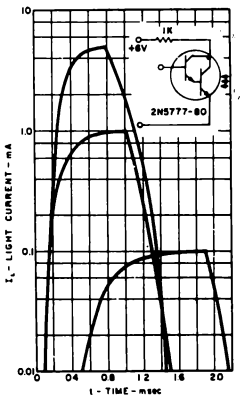
5. RELATIVE RESPONSE VS. INCIDENT ANGLE



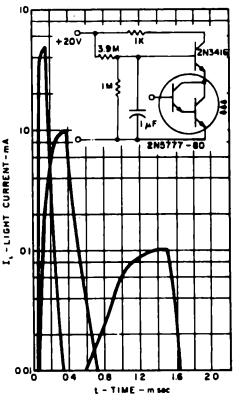
6. SPECTRAL RESPONSE CURVE



7. LIGHT CURRENT VS. RELATIVE SWITCHING SPEED



8. TRANSIENT RESPONSE WITH RESISTIVE BIASING



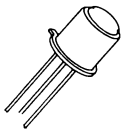
9. TRANSIENT RESPONSE WITH CASCODE BIASING

SOLID STATE

OPTOELECTRONICS

Light Detector Planar Silicon Photo-Darlington Amplifier

NPN L14F1, L14F2

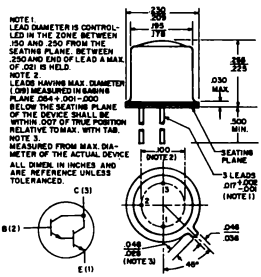


The General Electric L14F1 and L14F2 are supersensitive NPN Planar Silicon Photodarlington Amplifiers. For many applications, only the collector and emitter leads are used; however, a base lead is provided to control sensitivity and the gain of the device. The L14F1 – L14F2 are a TO-18 Style hermetically sealed packages with lens cap and are designed to be used in optoelectronic sensing applications requiring very high sensitivity.

absolute maximum ratings: (25°C) (unless otherwise specified)

VOLTAGES – DARK CHARACTERISTICS			
Collector to Emitter Voltage	V_{CEO}	25	volts
Collector to Base Voltage	V_{CBO}	25	volts
Emitter to Base Voltage	V_{EBO}	12	volts
CURRENTS			
Light Current	I_L	200	mA
DISSIPATIONS			
Power Dissipation (T_A = 25°C)*	P_T	300	mW
Power Dissipation (T_C = 25°C)**	P_T	600	mW
TEMPERATURES			
Junction Temperature	T_J	150	°C
Storage Temperature	T_{STG}	-65 to 150	°C

*Derate 2.4 mW/°C above 25°C ambient.
**Derate 4.8 mW/°C above 25°C case.



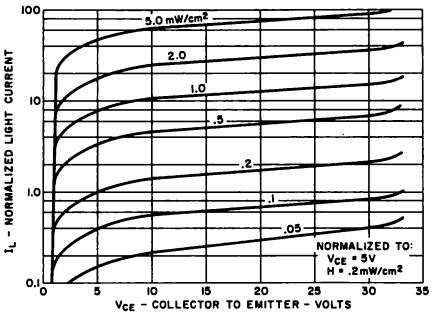
---

electrical characteristics: (25°C) (unless otherwise specified)

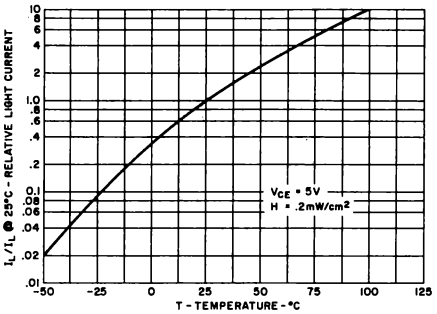
		L14F1		14F2		
STATIC CHARACTERISTICS		MIN.	MAX.	MIN.	MAX.	
LIGHT CURRENT						
(V_{CE} = 5V, H† = 0.2 mW/cm²)	I_L	3	–	1	–	mA
DARK CURRENT						
(V_{CE} = 12V, I_B = 0)	I_D	–	100	–	100	nA
EMITTER-BASE BREAKDOWN VOLTAGE						
(I_E = 100 μA)	$V_{(BR)EBO}$	12	–	12	–	V
COLLECTOR-BASE BREAKDOWN VOLTAGE						
(I_C = 100 μA)	$V_{(BR)CBO}$	25	–	25	–	V
COLLECTOR-EMITTER BREAKDOWN VOLTAGE						
(I_C = 10 mA)	$V_{(BR)CEO}$	25	–	25	–	V
SWITCHING CHARACTERISTICS (see Switching Circuit)						
SWITCHING SPEEDS						
(V_{CC} = 10V, I_L = 10 mA, R_L = 100 Ω)						
DELAY TIME	t_d	–	50	–	50	μsec
RISE TIME	t_r	–	300	–	300	μsec
STORAGE TIME	t_s	–	10	–	10	μsec
FALL TIME	t_f	–	250	–	250	μsec

†H = Radiation Flux Density. Radiation source is an unfiltered tungsten filament bulb at 2870°K color temperature.

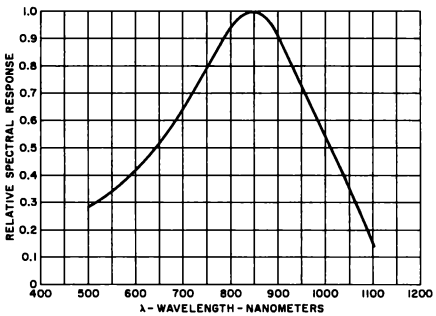
NOTE: The 2870°K radiation is 25% effective on the photodarlington; i.e., a GaAs source of 0.05 mW/cm² is equivalent to this 0.2 mW/cm² tungsten source.



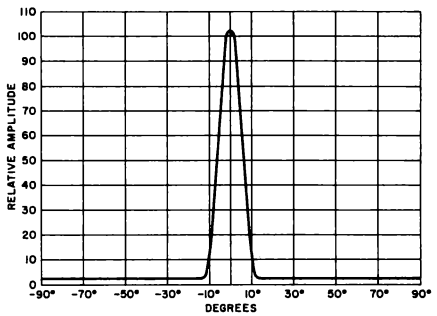
1. LIGHT CURRENT VS. COLLECTOR TO EMITTER VOLTAGE



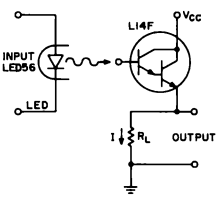
2. RELATIVE LIGHT CURRENT VS. AMBIENT TEMPERATURE



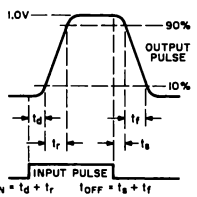
3. SPECTRAL RESPONSE CURVE



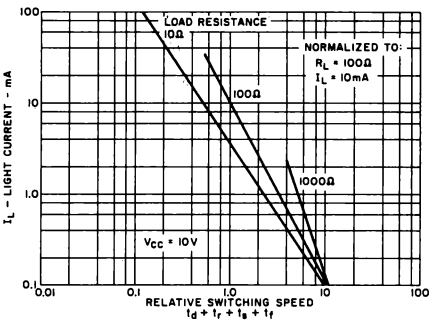
4. ANGULAR RESPONSE



5. TEST CIRCUIT



6. WAVE FORMS

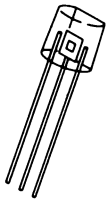


7. LIGHT CURRENT VS. RELATIVE SWITCHING SPEED

SOLID STATE
OPTOELECTRONICS

Light Detector Planar Silicon Photo Transistor

NPN L14H1-4

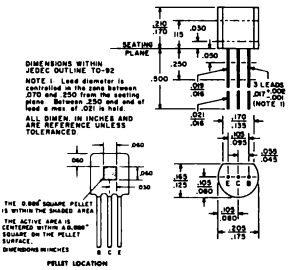


The General Electric Light Sensor Series are NPN Planar Silicon Phototransistors in a clear epoxy TO-92 package. They can be used in industrial and commercial applications requiring a low cost, general purpose, photosensitive device. Generally only the collector and emitter leads are used; a base lead is provided, however, to control sensitivity and gain of the device.

absolute maximum ratings: (25°C) (unless otherwise specified)

		L14H2, H4	L14H1, H3	
Voltages — Dark Characteristics				
Collector to Emitter Voltage	V_{CEO}	30V	60V	volts
Collector to Base Voltage	V_{CBO}	30V	60V	volts
Emitter to Base Voltage	V_{EBO}	5		volts
Currents				
Light Current	I_L	100		mA
Dissipations				
Power Dissipation (T_A = 25°C)*	P_T	200		mW
Temperatures				
Junction Temperature	T_J	100		°C
Storage Temperature	T_{STG}	−65 to 100		°C

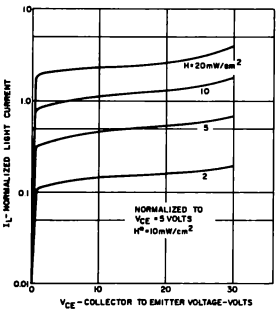
*Derate 2.67 mW/°C above 25°C ambient



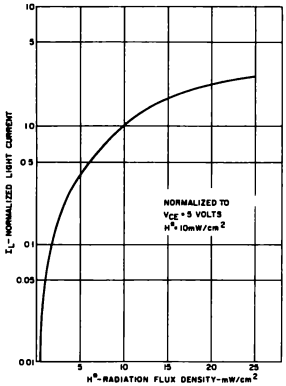
electrical characteristics: (25°C) (unless otherwise specified)

STATIC CHARACTERSITICS		L14H1 Min.	L14H1 Max.	L14H2 Min.	L14H2 Max.	L14H3 Min.	L14H3 Max.	L14H4 Min.	L14H4 Max.	Units
Light Current (V_{CE} = 5V, H† = 10mW/cm²)	I_L	.5		2.0		2.0		.5		mA
Dark Current (V_{CE} = 10V, H ≈ 0, I_B = 0)	I_D		100		100		100		100	nA
Emitter-Base Breakdown Voltage (I_E = 100μA, I_C = 0, H ≈ 0)	$V_{(BR)EBO}$	5		5		5		5		volts
Collector-Base Breakdown Voltage (I_C = 100μA, I_E = 0, H ≈ 0)	$V_{(BR)CBO}$	60		30		60		30		volts
Collector-Emitter Breakdown Voltage (I_C = 10mA, H ≈ 0) (Pulse Width≤300μsec, Duty cycle≤1%)	$V_{(BR)CEO}$	60		30		60		30		volts
Saturation Voltage (I_C = 10mA, I_B = 1mA)	$V_{CE(SAT)}$		0.4		0.4		0.4		0.4	volts
Switching Speeds (V_{CE} = 30V, I_L = 800 μA, R_L = 1kΩ)**										
On Time (t_d + t_r)	t_{on}		8		8		8		8	μsec
Off Time (t_s + t_f)	t_{off}		7		7		7		7	μsec

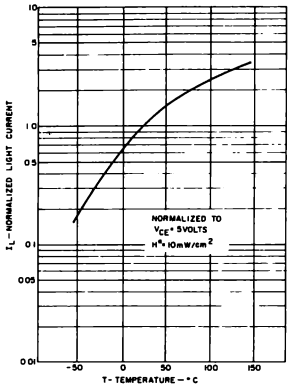
†H = Radiation Flux Density. Radiation source is an unfiltered tungsten filament bulb at 2870°K color temperature.
**Radiant source is a gallium arsenide light emitting diode.



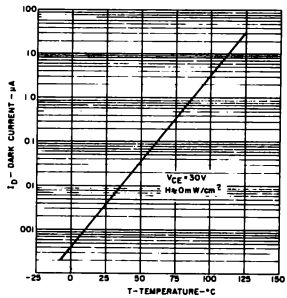
1. NORMALIZED LIGHT CURRENT VS. COLLECTOR TO EMITTER VOLTAGE



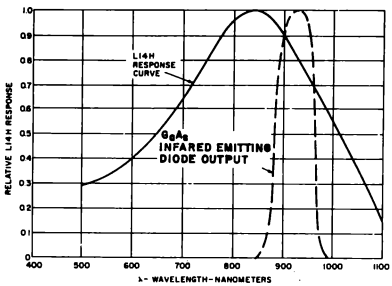
2. NORMALIZED LIGHT CURRENT VS. RADIATION



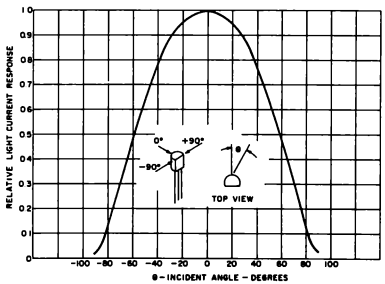
3. NORMALIZED LIGHT CURRENT VS. TEMPERATURE



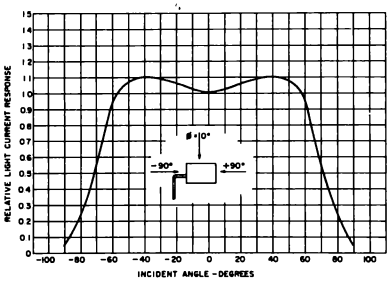
4. DARK CURRENT VS. TEMPERATURE



5. SPECTRAL CURVES



6. RELATIVE RESPONSE VS. INCIDENT ANGLE



7. RELATIVE RESPONSE VS. INCIDENT ANGLE

SOLID STATE
OPTOELECTRONICS

Photon Coupled Isolator 4N29-4N29A-4N30-4N31 4N32-4N32A-4N33

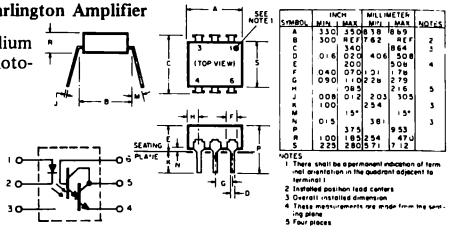
Ga As Infrared Emitting Diode & NPN Silicon Photo-Darlington Amplifier

The General Electric 4N29 thru 4N33 consist of a gallium arsenide infrared emitting diode coupled with a silicon photo-darlington amplifier in a dual in-line package.

FEATURES:

- High DC current transfer ratio
- High isolation resistance
- 2500 volts isolation voltage
- I/O compatible with integrated circuits

†Parameters are JEDEC registered values.



SYMBOL	INCH MIN	INCH MAX	MILLIMETER MIN	MILLIMETER MAX	NOTES
A	.330	.350	8.38	8.89	
B	.300	REF	7.62	REF	2
C		.340		8.64	3
D	.016	.020	4.06	5.08	
E		.200		5.08	4
F	.040	.070	1.01	1.78	
G	.090	.110	2.28	2.79	
H		.085		2.16	5
J	.008	.012	2.03	3.05	
K	.100		2.54		3
M		15°		15°	
N	.015		3.81		3
P		.375		9.53	
R	.100	.185	2.54	4.70	
S	.225	.280	5.71	7.12	

NOTES
1. There shall be a permanent indication of term inal orientation in the quadrant adjacent to terminal 1
2. Installed position lead centers
3. Overall installed dimension
4. These measurements are made from the seating plane
5. Four places

absolute maximum ratings: (25°C) (unless otherwise specified)

†Storage Temperature -55 to 150°C. Operating Temperature -55 to 100°C. Lead Soldering Time (at 260°C) 10 seconds.

INFRARED EMITTING DIODE		
†Power Dissipation	*150	milliwatts
†Forward Current (Continuous)	80	milliamps
†Forward Current (Peak) (Pulse width 300μsec, 2% duty cycle)	3	ampere
†Reverse Voltage	3	volts

*Derate 2.0mW/°C above 25°C ambient.

PHOTO-DARLINGTON		
†Power Dissipation	**150	milliwatts
†V_{CEO}	30	volts
†V_{CBO}	30	volts
†V_{ECO}	5	volts
Collector Current (Continuous)	100	milliamps

**Derate 2.0mW/°C above 25°C ambient.

†Total device dissipation @ T_A = 25°C. P_D 250 mW. †Derate 3.3 mW/°C above 25°C ambient.

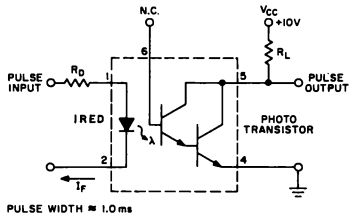
individual electrical characteristics (25°C)

INFRARED EMITTING	TYP.	MAX.	UNITS
†Forward Voltage (I_F = 10mA)	1.2	1.5	volts
†Reverse Current (V_R = 3V)	–	100	microamps
Capacitance V = 0, f = 1 MHz	50	–	picofarads

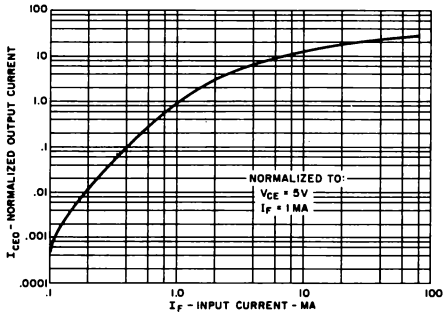
PHOTO-DARLINGTON	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
†Breakdown Voltage – $V_{(BR)CBO}$ (I_C = 100μA, I_F = 0)	30	–	–	volts
†Breakdown Voltage – $V_{(BR)CEO}$ (I_C = 1mA, I_F = 0)	30	–	–	volts
†Breakdown Voltage – $V_{(BR)ECO}$ (I_E = 100μA, I_F = 0)	5	–	–	volts
†Collector Dark Current – I_{CEO} (V_{CE} = 10V, I_F = 0)	–	–	100	nanoamps

coupled electrical characteristics (25°C)

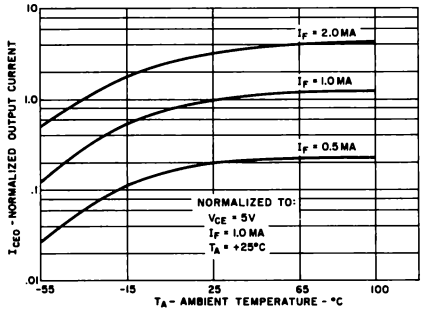
		MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
†Collector Output Current (I_F = 10mA, V_{CE} = 10V)	4N32, 4N32A, 4N33	50	–	–	mA
	4N29, 4N29A, 4N30	10	–	–	mA
	4N31	5	–	–	mA
†Saturation Voltage – Collector – Emitter	4N29,29A,30,32,32A,33	–	–	1.0	volts
(I_F = 8mA, I_C = 2mA)	4N31	–	–	1.2	volts
Resistance – IRED to Photo-Transistor (@ 500 volts)		–	100	–	gigaohms
Capacitance – IRED to Photo-Transistor (@ 0 volts, f = 1 MHz)		–	1	–	picofarad
†Isolation Voltage 60 Hz with the input terminals (diode)	4N29,29A,32,32A	2500	–	–	volts (peak)
shorted together and the output terminals (transistor)	4N30, 4N31, 4N33	1500	–	–	volts (peak)
shorted together	4N29A, 4N32A	1775	–	–	volts (RMS) (1 sec.)
†Switching Speeds: I_C = 50mA, I_F = 200mA) Figure 1					
Turn-On Time – t_{on}		–	–	5	microseconds
Turn-Off Time – t_{off}	4N29, 4N29A, 4N30, 4N31	–	–	40	microseconds
Turn-Off Time – t_{off}	4N32, 4N32A, 4N33	–	–	100	microseconds



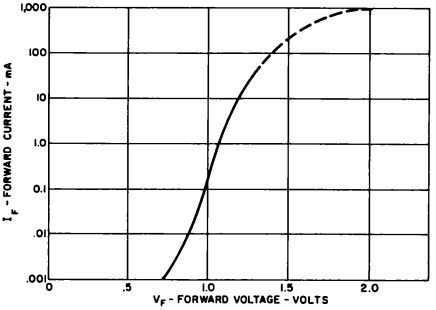
SWITCHING TIME TEST CIRCUIT



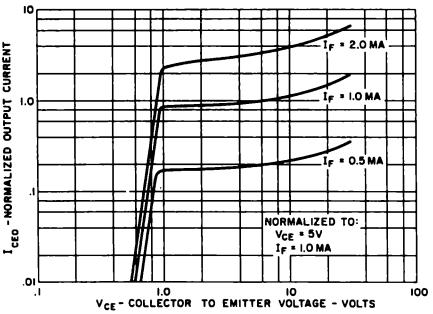
OUTPUT CURRENT VS INPUT CURRENT



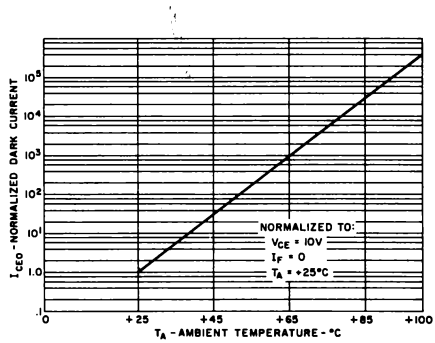
OUTPUT CURRENT VS TEMPERATURE



INPUT CHARACTERISTICS



OUTPUT CHARACTERISTICS

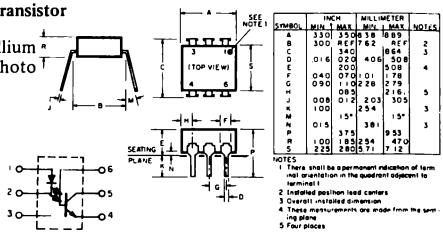


NORMALIZED DARK CURRENT VS TEMPERATURE

Photon Coupled Isolator 4N38, 4N38A

Ga As Infrared Emitting Diode & NPN Silicon Photo-Transistor

The General Electric 4N38 and 4N38A consist of a gallium arsenide infrared emitting diode coupled with a silicon photo transistor in a dual in-line package.



SYMBOL	INCH MIN.	INCH MAX.	MILLIMETER MIN.	MILLIMETER MAX.	NOTES
A	.330	.350	8.38	8.89	
B	.300	REF	7.62	REF	2
C		.340		8.64	3
D	.016	.020	.406	.508	
E		.200		5.08	4
F	.040	.070	1.01	1.78	
G	.090	.110	2.28	2.79	
H		.085		2.16	5
J	.008	.012	.203	.305	
K	.100		2.54		3
M		15°		15°	
N	.015		.381		3
P		.375		9.53	
R	.100	.180	2.54	4.70	
S	.225	.280	5.71	7.12	

NOTES
1 There shall be a permanent indication of term. inal orientation in the quadrant adjacent to terminal 1
2 Installed position lead centers
3 Overall installed dimension
4 These measurements are made from the seating plane
5 Four places

- Fast switching speeds
- High DC current transfer ratio
- High isolation resistance
- 2500 volts isolation voltage
- I/O compatible with integrated circuits

FEATURES:

†Indicates JEDEC registered values

absolute maximum ratings: (25°C) (unless otherwise specified)

†Storage Temperature -55 to 150°C. Operating Temperature -55 to 100°C. Lead Soldering Time (at 260°C) 10 seconds.

INFRARED EMITTING DIODE		
†Power Dissipation	*150	milliwatts
†Forward Current (Continuous)	80	milliamps
†Forward Current (Peak) (Pulse width 300μsec, 2% duty cycle)	3	ampere
†Reverse Voltage	3	volts

*Derate 2.0 mW/°C above 25°C ambient.

PHOTO-TRANSISTOR		
†Power Dissipation	**150	milliwatts
†V_{CEO}	80	volts
†V_{CBO}	80	volts
†V_{ECO}	7	volts
Collector Current (Continuous)	100	milliamps

**Derate 2.0 mW/°C above 25°C ambient.

†Total device dissipation @ T_A = 25°C. P_D 250 mW.

†Derate 3.3 mW/°C above 25°C ambient.

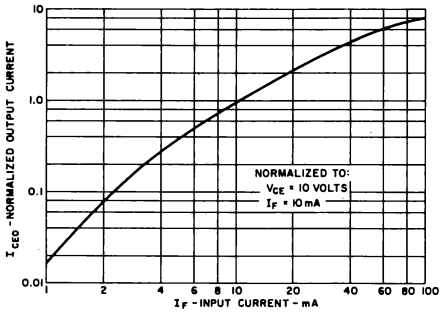
individual electrical characteristics (25°C)

INFRARED EMITTING DIODE	TYP.	MAX.	UNITS
†Forward Voltage (I_F = 10mA)	1.2	1.5	volts
†Reverse Current (V_R = 3V)	–	100	microamps
Capacitance V = O, f = 1 MHz	50	–	picofarads

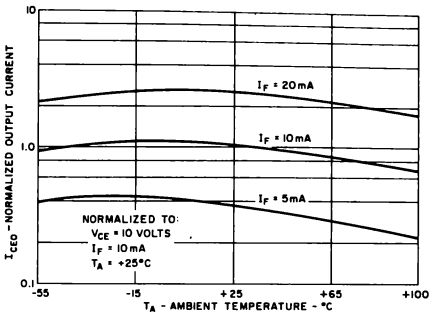
PHOTO-TRANSISTOR	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
†Breakdown Voltage – $V_{(BR)CEO}$ (I_C = 1mA, I_F = O)	80	–	–	volts
†Breakdown Voltage – $V_{(BR)CBO}$ (I_C = 1μA, I_F = O)	80	–	–	volts
†Breakdown Voltage – $V_{(BR)ECO}$ (I_E = 100μA, I_F = O)	7	–	–	volts
†Collector Dark Current – I_{CEO} (V_{CE} = 60V, I_F = O)	–	–	50	nanoamps
†Collector Dark Current – I_{CBO} (V_{CE} = 60V, I_F = O)	–	–	20	nanoamps

coupled electrical characteristics (25°C)

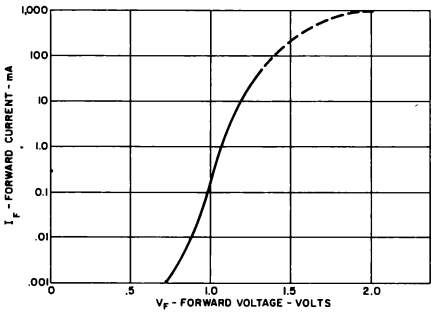
		MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
†Isolation Voltage 60Hz with the input terminals (diode) shorted together and the output terminals (transistor) shorted together.	4N38	1500	–	–	volts (peak)
	4N38A	2500	–	–	volts (peak)
	4N38A	1775	–	–	volts (RMS) (1 sec.)
†Saturation Voltage – Collector – Emitter (I_F = 20mA, I_C = 4mA)		–	–	1.0	volts
Resistance – IRED to Photo-Transistor (@ 500 volts)		–	100	–	gigaohms
Capacitance – IRED to Photo-Transistor (@ 0 volts, f = 1 MHz)		–	1	–	picofarad
DC Current Transfer Ratio (I_F = 10mA, V_{CE} = 10V)		10		–	%
Switching Speeds (V_{CE} = 10V, I_C, = 2mA, R_L = 100Ω)					
Turn-On Time – t_{on}		–	5	–	microseconds
Turn-Off Time – t_{off}		–	5	–	microseconds



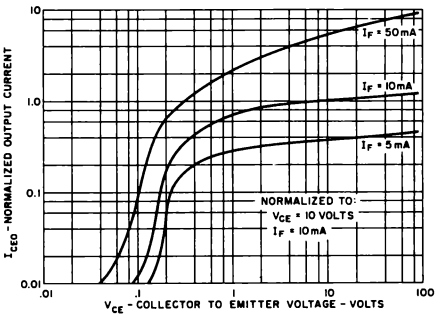
1. OUTPUT CURRENT VS INPUT CURRENT



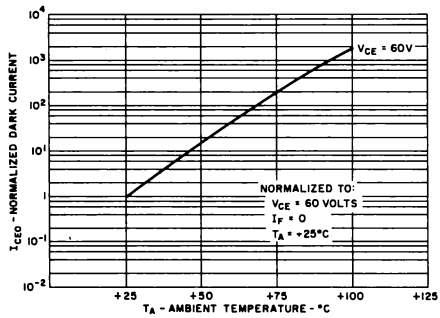
2. OUTPUT CURRENT VS TEMPERATURE



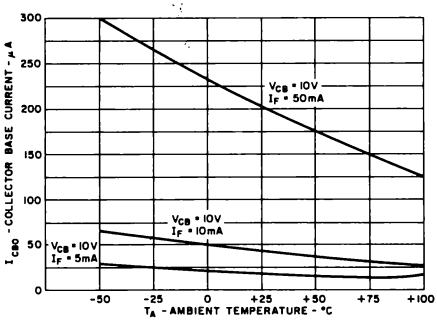
3. INPUT CHARACTERISTICS



4. OUTPUT CHARACTERISTICS



5. NORMALIZED DARK CURRENT VS TEMPERATURE



6. COLLECTOR BASE CURRENT VS TEMPERATURE

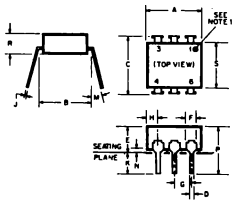
SOLID STATE
OPTOELECTRONICS

PHOTON COUPLED CURRENT THRESHOLD SWITCH H11A10
Ga As Infrared Emitting Diode & NPN Silicon Photo-Transistor

The General Electric H11A10 is a gallium arsenide infrared emitting diode coupled with a silicon photo transistor in a dual in-line package. It is characterized and specified with two resistors, one on the input and one on the output. This configuration provides a circuit which will detect a doubling of the input current level by registering more than a twenty to one difference in the output current over a wide temperature range.

FEATURES:

- Programmable Threshold - "off" to "on" with a 2/1 change in input current
- Glass Dielectric Isolation
- Fast Switching Speeds
- Operation over wide temperature range
- High Noise Immunity
- Covered under U.L. Component Recognition Program, reference file E51868



absolute maximum ratings: (25°C) (unless otherwise specified)

INFRARED EMITTING DIODE			
Power Dissipation	T_A = 25°C	*100	milliwatts
Power Dissipation	T_C = 25°C	*100	milliwatts
Forward Current (Continuous)		50	milliamps
Forward Current (Peak) (Pulse width 1 μsec, 300 pps)		3	ampere
Reverse Voltage		6	volts

*Derate 1.33mW/°C above 25°C

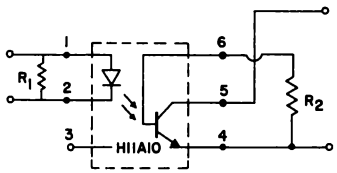
PHOTO-TRANSISTOR			
Power Dissipation	T_A = 25°C	**300	milliwatts
Power Dissipation	T_C = 25°C	***500	milliwatts
(T_C indicates collector lead temperature 1/32" from case)			
V_{CEO}		30	volts
V_{CBO}		70	volts
V_{EBO}		7	volts
Collector Current (Continuous)		100	milliamps

**Derate 4.0mW/°C above 25°C
***Derate 6.7mW/°C above 25°C

TOTAL DEVICE
Storage Temperature -55 to 150°C
Operating Temperature -55 to 100°C
Lead Soldering Time (at 260°C) 10 seconds
Input to Output Isolation Voltage $1500V_{(peak)}$
Surge Isolation (Input to Output) $1500V_{(peak)}$ $1060V_{(RMS)}$
Steady-State Isolation Voltage (Input to Output) $950V_{(peak)}$ $660V_{(RMS)}$

SYMBOL	INCH MIN	INCH MAX	MILLIMETER MIN	MILLIMETER MAX	NOTES
A	.330	.350	8.38	8.89	
B	.300	REF	7.62	REF	2
C		.160		4.64	3
D	.016	.020	.406	.508	
E		.200		5.08	4
F	.040	.070	1.01	1.78	
G	.090	.110	2.28	2.79	
H		.085		2.18	5
J	.008	.012	.203	.305	
K	.100		2.54		3
M		15°		15°	
N	.015		.381		3
P		.375		9.53	
R	.100	.185	2.54	4.70	
S	.225	.280	5.71	7.12	

NOTES
1. There shall be a permanent indication of terminal orientation in the quadrant adjacent to terminal 1.
2. Isolated position lead centers.
3. Overall installed dimension.
4. These measurements are made from the seating plane.
5. Four places.



THRESHOLD SWITCH BIAS CIRCUIT ILLUSTRATION

individual electrical characteristics (25°C) (unless otherwise specified)

INFRARED EMITTING DIODE	SYMBOL	MIN.	MAX.	UNITS	PHOTO-TRANSISTOR	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
Forward Voltage (I_F=10mA)	V_F		1.5	volts	Breakdown Voltage (I_C=10mA, I_F=0)	$V_{(BR)CEO}$	30	–	–	volts
Reverse Current (V_R=6V)	I_R	–	10	microamps	Breakdown Voltage (I_C=100μA, I_F=0)	$V_{(BR)CBO}$	70	–	–	volts
Capacitance (V=0, f=1 MHz)	C_J		100	picofarads	Breakdown Voltage (I_E=100μA, I_F=0)	$V_{(BR)EBO}$	7	–	–	volts

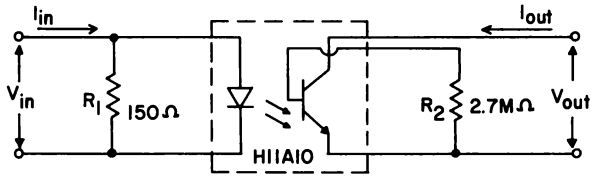


FIGURE 1

THRESHOLD CIRCUIT CHARACTERISTICS - BIAS PER FIGURE 1
(-55°C to 100°C Unless Otherwise Specified)

SYMBOL	PARAMETER/CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
I_{out}	Output Current (V_{out}=10V, $I_{in} \leq$ 5mA, T_A=25°C)		1	50	nanoamperes
I_{out}	Output Current (V_{out}=10V, $I_{in} \leq$ 5mA, T_A=100°C)		1	50	microamperes
I_{out}/I_{in}	D.C. Current Transfer Ratio (V_{out}=10V, $I_{in} \geq$ 10mA)	10	30		percent
V_{out}	Output Saturation Voltage (I_{in}=10mA, I_{out}=0.5mA)		0.2	0.4	volts
R_{io}	Input to Output Resistance (V_{io}=500V) Note 1	100			gigaohms
t_{on}	Turn-On Time (Vcc = 10V, I_{in}=20 mA, R_L=100Ω) Figure 2		5		microseconds
t_{off}	Turn-Off Time (Vcc = 10V, I_{in}=20mA, R_L=100Ω) Figure 2		5		microseconds

Note 1: Tests of input to output isolation current resistance, and capacitance are performed with the input terminals (diode) shorted together and the output terminals (transistor) shorted together

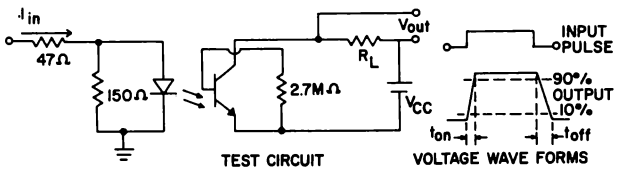
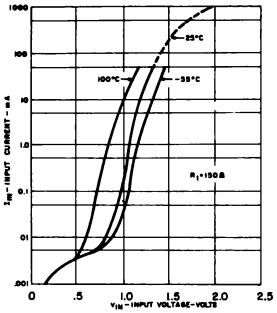
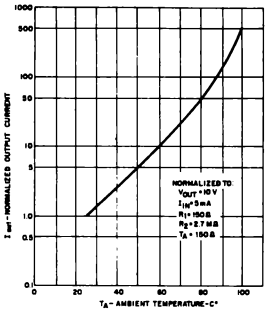


FIGURE 2

TYPICAL CHARACTERISTICS
BIASED PER FIGURE 1

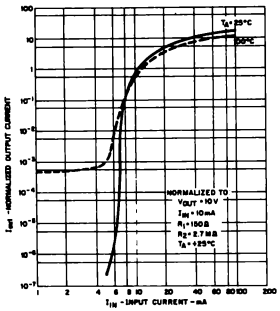


1. INPUT

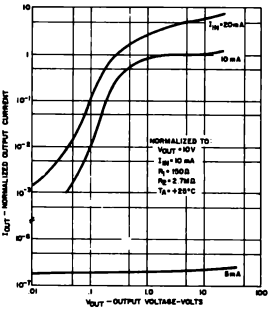


2. LEAKAGE

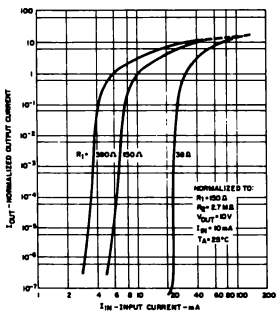
PROGRAMMING AND TRANSFER CHARACTERISTICS



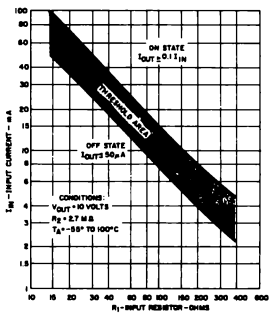
3. TEMPERATURE



4. INPUT CURRENT

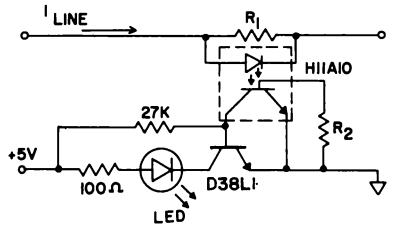


5. THRESHOLDING



6. PROGRAMMING

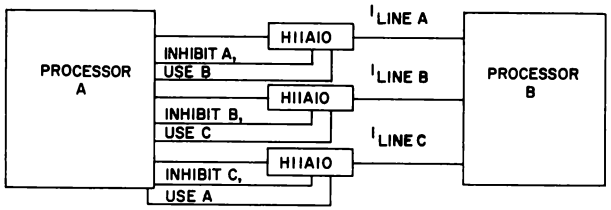
RIVELATORI DELLA CORRENTE DI LINEE, LUCI DI ALLARME PER CADUTA DI LINEA

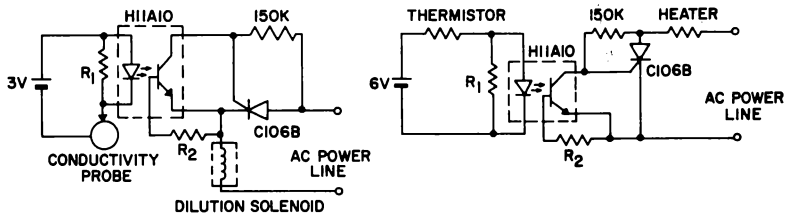


Quando la corrente di una linea distante (I_{LINE}) cade al di sotto di un valore prefissato di soglia, il LED si accende, per indicare un calo di potenza alla funzione circuitale critica ed isolata. L'inversione di fase, ottenuta sostituendo il D38L1 con un D34DC1 (PNP) e scambiando tra loro i collegamenti di collettore e di emettitore, garantirà un allarme per sovracorrente.

DIRETTORE DEL FLUSSO DI INFORMAZIONI

Per ridurre al minimo le linee occorrenti per comunicare tra A e B, si organizza un sistema a coda usando degli H11A10 per sorvegliare l'uso della linea ed attivare le procedure di accodamento.





In molte applicazioni di controllo di processi, come nella miscelazione di soluzioni, nella taratura di resistenza, nel controllo dell'illuminazione e della temperatura, risulta vantaggioso rilevare la conduttività per mezzo di basse tensioni isolate e trasmettere queste informazioni ad un controllo di potenza oppure ad un sistema logico. Le basse tensioni sono spesso preferite per considerazioni di sicurezza, convenienza ed autoriscaldamento, oppure per evitare spire di massa e garantire immunità ai disturbi. Fino all'avvento dell'H11A10 tali sistemi erano complicati e costosi. Usando l'H11A10 si potranno impiegare semplici circuiti a bassa potenza come quello qui illustrato, per svolgere tali funzioni. Nei sistemi funzionanti a batteria, le basse soglie di corrente dell'H11A10 aumentano notevolmente la vita della batteria.

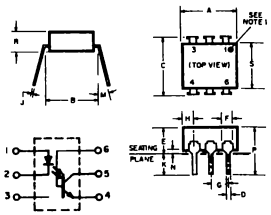
SOLID STATE
OPTOELECTRONICS

Photon Coupled Isolator H74A1

Ga As Infrared Emitting Diode & NPN Silicon Photo-Transistor

TTL Interface

The General Electric H74A1 provides logic to logic optical interfacing of TTL gates with *guaranteed* level compatibility in practical *specified* circuits. The H74A1 is a transistor output photo-coupled isolator specifically designed to eliminate ground loop cross talk and reflection problems when two distinct logic systems are coupled. It is guaranteed to couple 7400, 74H00 and 74S00 logic gates over the full TTL temperature and voltage ranges.



absolute maximum ratings: (25°C) (unless otherwise specified)

INFRARED EMITTING DIODE

Power Dissipation	T_A = 25°C	*100	milliwatts
Power Dissipation	T_C = 25°C	*100	milliwatts
(T_C indicates collector lead temperature 1/32" from case)			
Forward Current (Continuous)		60	milliamps
Forward Current (Peak)		3	ampere
(Pulse width 1μsec 300 pps)			
Reverse Voltage		6	volts

*Derate 2.2mW/°C above 25°C.

PHOTO-TRANSISTOR

Power Dissipation	T_A = 25°C	**300	milliwatts
Power Dissipation	T_C = 25°C	***500	milliwatts
(T_C indicates collector lead temperature 1/32" from case)			
V_{CEO}		15	volts
V_{CBO}		15	volts
V_{ECO}		5.5	volts
Collector Current (Continuous)		50	milliamps

**Derate 6.7mW/°C above 25°C.
***Derate 11.1mW/°C above 25°C.

TOTAL DEVICE

Storage Temperature -55 to 150°C
Operating Temperature 0 to 70°C
Lead Soldering Time (at 260°C) 10 seconds
Surge Isolation Voltage (Input to Output)
1500$V_{(peak)}$ 1060$V_{(RMS)}$
Steady-State Isolation Voltage (Input to Output)
950$V_{(peak)}$ 660$V_{(RMS)}$

SYMBOL	INCH MIN.	INCH MAX.	MILLIMETER MIN.	MILLIMETER MAX.	NOTES
A	.330	.350	8.38	8.89	
B	.300	REF.	7.62	REF.	2
C		.340		8.64	3
D	.016	.020	.406	.508	
E		.200		5.08	4
F	.040	.070	1.01	1.78	
G	.090	.110	2.28	2.79	
H		.085		2.16	5
J	.008	.012	.203	.305	
K	.100		2.54		3
M		15°		15°	
N	.015		.381		3
P		.375		9.53	
R	.100	.180	2.54	4.70	
S	.225	.290	5.71	7.12	

NOTES
1. There shall be a permanent indication of term inal orientation in the quadrant adjacent to terminal 1.
2. Installed position lead centers.
3. Overall installed dimension.
4. These measurements are made from the seating plane.
5. Four places.

Electrical Characteristics of H74A1*

*All specifications refer to the following bias configuration (Figure 1) over the full operating temperature (0°C to 70°C) and logic supply voltage range (4.5 to 5.5V_{DC}) unless otherwise noted.

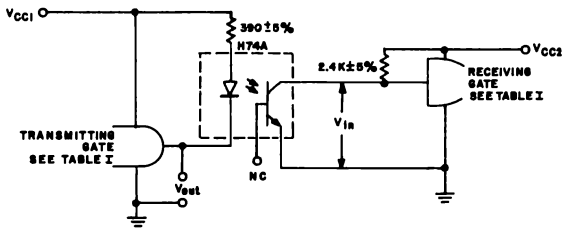


Figure 1. H74A1 BIAS CIRCUIT

V_{in} (0), Receiving Gate For $V_{OUT(0)}$ from Transmitting Gate –	0.8	V Max.
V_{in} (1), Receiving Gate for $V_{OUT(1)}$ from Transmitting Gate –	2.4	V Min.
t_p (0), Transmitting Gate to Receiving Gate Propagation Time –	20	μsec. Typ.
t_p (1), Transmitting Gate to Receiving Gate Propagation Time –	4	μsec. Typ.
Isolation Resistance (Input to Output = 500V_{DC})	100	gigaohms Min.
Input to Output Capacitance (Input to Output Voltage = O, f = 1 MHz)	2.5	pF Max.

TABLE I.

CHARACTERISTICS REQUIRED OF TTL GATES WHICH ARE TO BE INTERFACED BY H74A1

PARAMETER	TEST CONDITIONS, FIGURE 2						LIMITS		
	V_{CC}		I_{IN}		I_{SINK}				
	Min.	Max.	Min.	Max.	Min.	Max.	Min.	Max.	Units
V_{OUT} (1)	4.5V					-0.4mA	2.4		Volts
V_{OUT} (0)	4.5V				12.0mA			0.4	Volts
V_{IN} (1)		5.5V		1.0mA			2.0		Volts
V_{IN} (0)		5.5V	-1.6mA					0.8	Volts

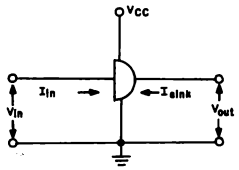
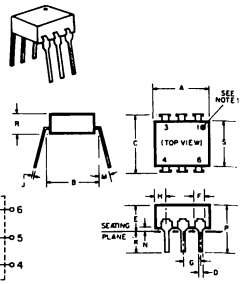


Figure 2.

AC INPUT PHOTON COUPLED ISOLATOR H11AA1-H11AA2
Ga As Infrared Emitting Diodes & NPN Silicon Photo-Transistor

The General Electric H11AA1 and H11AA2 consist of two gallium arsenide infrared emitting diodes connected in inverse parallel and coupled with a silicon photo-transistor in a dual in-line package.



FEATURES:
- AC or polarity insensitive inputs
- Fast switching speeds
- Built-in reverse polarity input protection
- High isolation voltage
- High isolation resistance
- I/O compatible with integrated circuits

SYMBOL	INCH MIN	INCH MAX	MILLIMETER MIN	MILLIMETER MAX	NOTES
A	.330	.350	8.38	8.89	
B	.300	REF	7.62	REF	2
C		.340		8.64	3
D	.016	.022	.406	.508	
E		.200		5.08	4
F	.040	.070	1.01	1.78	
G	.090	1.10	2.28	2.79	
H		.085		2.16	5
J	.008	.012	.203	.305	
K	1.00		25.4		3
M		15°		15°	
N	.015		.381		3
P		.375		9.53	
R	.100	.185	2.54	4.70	
S	.225	.280	5.71	7.12	

NOTES
1. There shall be a permanent indication of terminal orientation in the quadrant adjacent to terminal 1
2. Installed position lead centers
3. Overall installed dimension
4. These measurements are made from the seating plane
5. Four places

absolute maximum ratings: (25°C) (unless otherwise specified)

INFRARED EMITTING DIODE

Power Dissipation	T_A = 25°C	*100	milliwatts
Power Dissipation	T_C = 25°C	*100	milliwatts
(T_C indicates collector lead temperature 1/32" from case)			
Input Current (RMS)		60	milliamps
Input Current (Peak)		± 1	ampere
(Pulse width 1μsec, 300 pps)			

*Derate 1.33mW/°C above 25°C

PHOTO-TRANSISTOR

Power Dissipation	T_A = 25°C	**300	milliwatts
Power Dissipation	T_C = 25°C	***500	milliwatts
(T_C indicates collector lead temperature 1/32" from case)			
V_{CEO}		30	volts
V_{CBO}		70	volts
V_{EBO}		5	volts
Collector Current (Continuous)		100	milliamps

**Derate 4.0mW/°C above 25°C
***Derate 6.7mW/°C above 25°C

TOTAL DEVICE

Storage Temperature -55 to 150°C
Operating Temperature -55 to 100°C
Lead Soldering Time (at 260°C) 10 seconds
Surge Isolation Voltage (Input to Output)
$1500V_{(peak)}$ $1060V_{(RMS)}$
Steady-State Isolation Voltage (Input to Output)
$950V_{(peak)}$ $660V_{(RMS)}$

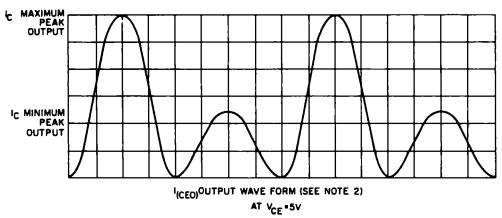
individual electrical characteristics (25°C) (unless otherwise specified)

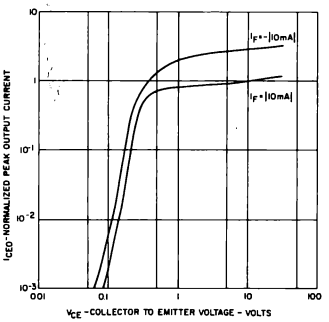
INFRARED EMITTING DIODE	SYMBOL	MAX.	UNITS	PHOTO-TRANSISTOR	SYMBOL	MIN.	MAX.	UNITS
Input Voltage (I_F = ± 10 mA)	V_F			Breakdown Voltage (I_C = 10mA, I_F = 0)	$V_{(BR)CEO}$	30		volts
H11AA1		1.5	volts					
H11AA2		1.8	volts	Breakdown Voltage (I_C = 100μA, I_F = 0)	$V_{(BR)CBO}$	70		volts
Capacitance (V = 0, F = 1 MHz)	C_J	100	picofarads	Breakdown Voltage (I_E = 100μA, I_F = 0)	$V_{(BR)EBO}$	5		volts
				Collector Dark Current (V_{CE} = 10V, I_F = 0)	I_{CEO}			
				H11AA1			100	nanoamps
				H11AA2			200	nanoamps

coupled electrical characteristics (25°C) (unless otherwise specified)

	MIN.	MAX.	UNITS
Current Transfer Ratio (V_{CE} = 10V, I_F = ± 10mA)			
H11AA1	20		percent
H11AA2	10		percent
Saturation Voltage - Collector to Emitter (I_{CEO}=0.5mA, I_F= ±10mA)		0.4	volts
Current Transfer Ratio Symmetry: $\frac{I_{CEO}(V_{CE}=10V, I_F=10mA)}{I_{CEO}(V_{CE}=10V, I_F=-10mA)}$ Note 2			
H11AA1	0.33	3.0	
Isolation Resistance (Input to Output Voltage = $500V_{DC}$. See Note 1)	100		gigaohms

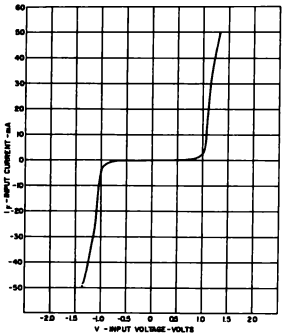
Note 1: Tests of input to output isolation current resistance, and capacitance are performed with the input terminals (diode) shorted together and the output terminals (transistor) shorted together



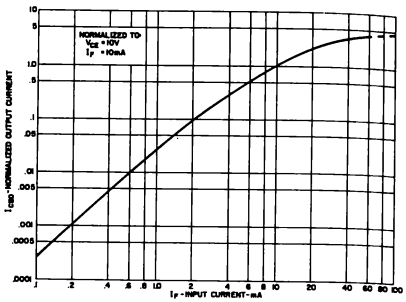


Note 2: The H11AA1 specification guarantees the maximum peak output current will be no more than three times the minimum peak output current at I_F = 10 mA

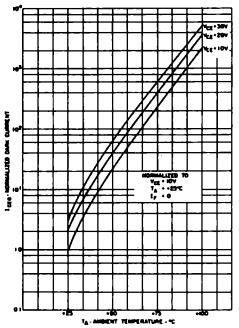
TYPICAL CHARACTERISTICS



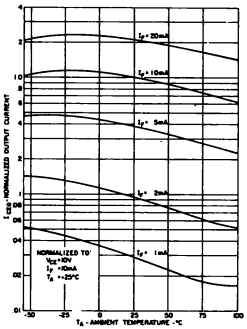
1. INPUT CHARACTERISTICS



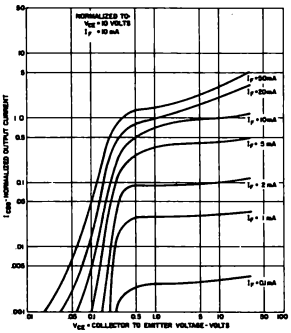
2. OUTPUT CURRENT VS INPUT CURRENT



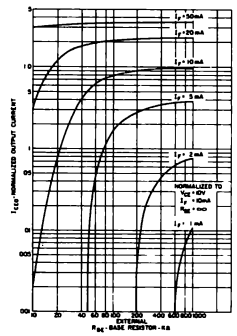
3. DARK I_{CEO} CURRENT VS TEMPERATURE



4. OUTPUT CURRENT VS TEMPERATURE

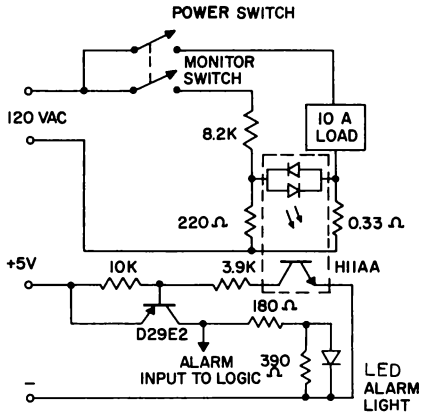


5. OUTPUT CHARACTERISTICS



6. OUTPUT CURRENT VS BASE EMITTER RESISTANCE

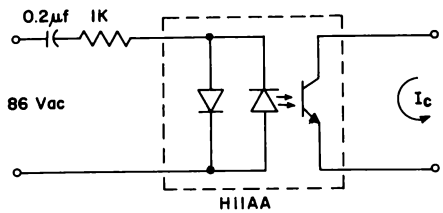
CONTROLLO DEL CARICO ED ALLARME



In molti sistemi controllati da un computer, dove il controllo è effettuato sulla potenza in c.a., una caduta del carico per bruciatura di filamenti, fusibili eccetera, oppure la situazione opposta, ossia il mancato assorbimento di potenza per guasto ai commutatori, può provocare gravi problemi al sistema ed anche problemi di sicurezza. Il circuito presenta un semplice rilevatore di potenza in alternata che accende una spia d'allarme e fornisce un ingresso "1" al controllo del computer, se si verifica una di queste due situazioni, pur mantenendo un completo isolamento elettrico tra la logica ed il sistema di potenza.

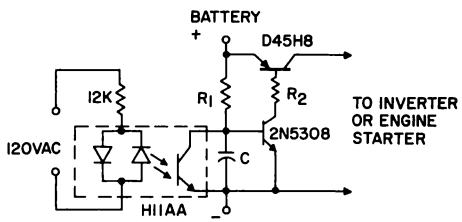
Si osservi che per carichi non totalmente resistivi, occorre la correzione dell'angolo di fase del divisore di tensione per il controllo.

RIVELATORE DI SUONERIA



In molte applicazioni di telecomunicazione è opportuno poter rilevare la presenza di un segnale di suoneria in un sistema, senza che con questo vi sia collegamento elettrico diretto. Quando è applicato il segnale di suoneria ad 86 V c.a., il transistor di uscita dell'H11AA viene mandato in conduzione per indicare che è presente un segnale di suoneria nel sistema di telecomunicazione isolato.

INTERRUTTORE DI INSERZIONE DI ALIMENTAZIONE DI EMERGENZA A STATO SOLIDO



L'interruzione della rete a 120 V c.a. spegne l'H11AA permettendo a C di caricarsi ed attivando la combinazione 2N5308 ed il D45H8, che mettono in azione l'alimentazione ausiliaria. Con questo sistema si ottiene un basso consumo nel tempo di attesa, un isolamento che evita spire di massa, e la possibilità di ignorare brevissime interruzioni di un dato numero di periodi, con la scelta del valore di C.

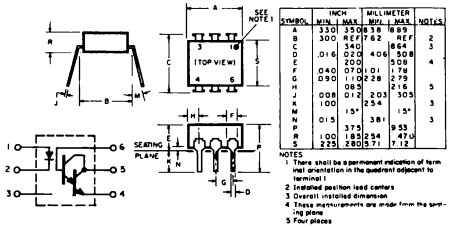
SOLID STATE

OPTOELECTRONICS

Photon Coupled Isolator H11B1, H11B2, H11B3

Ga As Infrared Emitting Diode & NPN Silicon Photo-Darlington Amplifier

The General Electric H11B1, H11B2 and H11B3 are gallium arsenide, infrared emitting diodes coupled with a silicon photo-darlington amplifier in a dual in-line package.



SYMBOL	INCH MIN	INCH MAX	MILLIMETER MIN	MILLIMETER MAX	NOTES
A	330	350	8.38	8.89	
B	300	REF	7.62	REF	2
C		340		8.64	3
D	.016	022	406	508	
E		200		508	4
F	040	070	1.01	1.78	
G	090	110	228	279	
H		085		216	5
J	008	012	203	305	
K	100		254		3
M		15°		15°	
N	015		381		3
P		375		953	
R	100	185	254	470	
S	225	280	571	712	

NOTES
1. There shall be a permanent indication of term inal orientation in the quadrant adjacent to terminal 1
2. Installed position lead centers
3. Overall installed dimension
4. These measurements are made from the seating plane
5. Four places

absolute maximum ratings: (25°C)

INFRARED EMITTING DIODE		
Power Dissipation	*100	milliwatts
Forward Current (Continuous)	60	milliamps
Forward Current (Peak) (Pulse width 1 μsec 300 P Ps)	3	ampere
Reverse Voltage	3	volts

*Derate 1.33mW/°C above 25°C ambient.

PHOTO-DARLINGTON		
Power Dissipation	**150	milliwatts
V_{CEO}	25	volts
V_{CBO}	30	volts
V_{ECO}	7	volts
Collector Current (Continuous)	100	milliamps

**Derate 2.0mW/°C above 25°C ambient.

TOTAL DEVICE		
Storage Temperature -55 to 150°C		
Operating Temperature -55 to 100°C		
Lead Soldering Time (at 260°C) 10 seconds		
Surge Isolation Voltage (Input to Output).		
H11B1	$2500V_{(peak)}$	$1770V_{(RMS)}$
H11B2, B3	$1500V_{(peak)}$	$1060V_{(RMS)}$
Steady-State Isolation Voltage (Input to Output).		
H11B1	$1500V_{(peak)}$	$1060V_{(RMS)}$
H11B2, B3	$950V_{(peak)}$	$660V_{(RMS)}$

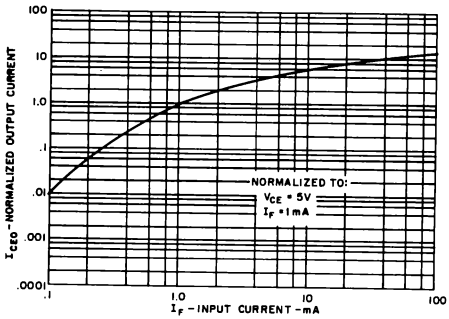
individual electrical characteristics (25°C)

INFRARED EMITTING DIODE	TYP.	MAX.	UNITS
Forward Voltage			
H11B1, B2 (I_F = 10mA)	1.1	1.5	volts
H11B3 (I_F = 50mA)	1.1	1.5	volts
Reverse Current (V_R = 3V)	–	10	microamps
Capacitance (V = 0,f = 1MHz)	50	–	picofarads

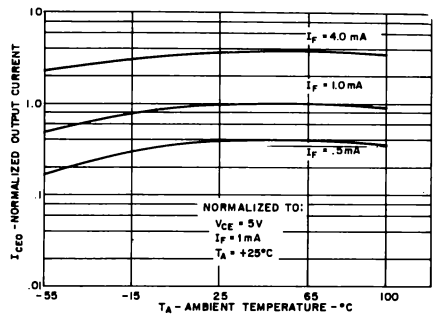
PHOTO-DARLINGTON	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
Breakdown Voltage – $V_{(BR)CEO}$ (I_C = 10mA, I_F = 0)	25	–	–	volts
Breakdown Voltage – $V_{(BR)CBO}$ (I_C = 100μA, I_F = 0)	30	–	–	volts
Breakdown Voltage – $V_{(BR)ECO}$ (I_E = 100μA, I_F = 0)	7	–	–	volts
Collector Dark Current – I_{CEO} (V_{CE} = 10V, I_F = 0)	–	5	100	nanoamps
Capacitance (V_{CE} = 10V,f = 1MHz)	–	6	–	picofarads

coupled electrical characteristics (25°C)

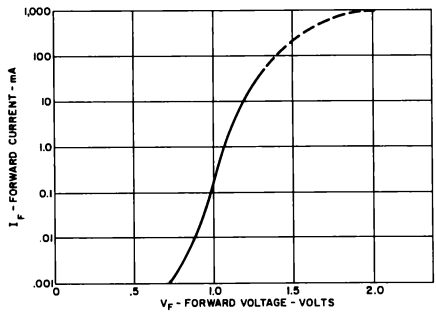
		MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
DC Current Transfer Ratio (I_F = 1mA, V_{CE} = 5V)	H11B1	500	–	–	%
	H11B2	200	–	–	%
	H11B3	100	–	–	%
Saturation Voltage – Collector to Emitter (I_F = 1mA, I_C = 1mA)		–	0.7	1.0	volts
Isolation Resistance (Input to Output Voltage = $500V_{DC}$)		100	–	–	gigaohms
Input to Output Capacitance (Input to Output Voltage = 0,f = 1MHz)		–	–	2	picofarads
Switching Speeds: (V_{CE} = 10V, I_C = 10mA, R_L = 100Ω)	On-Time	–	125	–	microseconds
	Off-Time	–	.100	–	microseconds



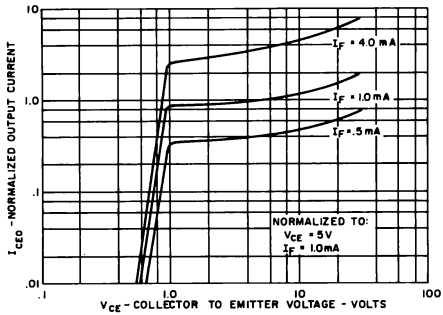
OUTPUT CURRENT VS INPUT CURRENT



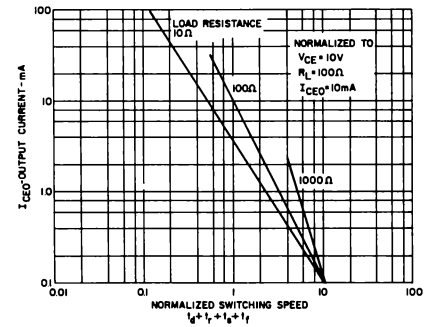
OUTPUT CURRENT VS TEMPERATURE



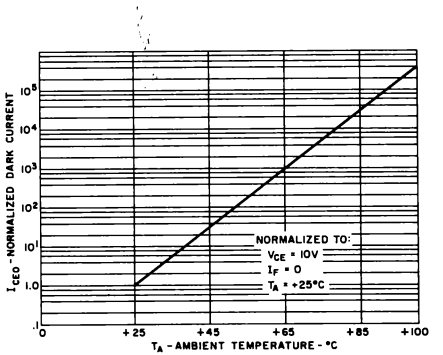
INPUT CHARACTERISTICS



OUTPUT CHARACTERISTICS



SWITCHING SPEED VS OUTPUT CURRENT



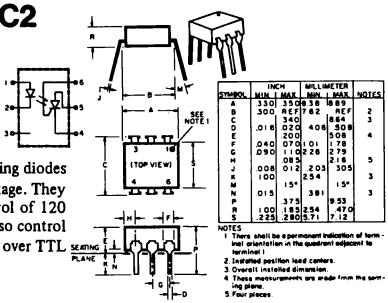
NORMALIZED DARK CURRENT VS TEMPERATURE

SOLID STATE
OPTOELECTRONICS

Photon Coupled Isolator H74C1, H74C2

Ga As Infrared Emitting Diode & Light Activated SCR

TTL Interface



SYMBOL	INCH MIN.	INCH MAX.	MILLIMETER MIN.	MILLIMETER MAX.	NOTES
A	.330	.350	8.38	8.89	
B	.300	REF	7.62	REF	2
C		.360		9.84	3
D	.016	.020	.406	.508	
E		.200		5.08	4
F	.040	.070	1.01	1.78	
G	.090	110	2.28	2.79	
H		.085		2.16	5
J	.008	.012	.203	.305	
K	.100		2.54		3
M		15°		15°	
N	.015		.381		3
P		.375		9.53	
R	.100	.185	2.54	4.70	
S	.225	.280	5.71	7.12	

NOTES
1. There shall be a permanent indication of terminal orientation in the quadrant adjacent to terminal 1
2. Installed position lead centers
3. Overall installed dimension
4. These measurements are made from the seating plane.
5. Four places

The General Electric H74C1 and H74C2 are gallium arsenide infrared emitting diodes coupled with light activated silicon controlled rectifiers in a dual in-line package. They are specifically designed to operate from TTL logic inputs and allow control of 120 or 240V_{AC} power with 7400, 74H00 and 74S00 series logic gates. It can also control up to 400V_{DC} power circuits. They are guaranteed and specified to operate over TTL voltage and temperature ranges using standard tolerance components.

absolute maximum ratings: (25°C) (unless otherwise specified)

INFRARED EMITTING DIODE

Power Dissipation	*100	milliwatts
Forward Current (Continuous)	60	milliamps
Forward Current (Peak 100μsec 1% duty cycle)	1	ampere
Reverse Voltage	6	volts

*Derate 1.33 mW/°C above 25°C ambient.

PHOTO – SCR

Peak Forward Voltage		
H74C1	200	volts
H74C2	400	volts
RMS Forward Current	300	milliamps
Forward Current (Peak, 100μsec 1% duty cycle)	10	amperes
Surge Current (10 msec)	5	amperes
Reverse Gate Voltage	6	volts
Power Dissipation (25°C Ambient)	** 400	milliwatts
Power Dissipation (25°C Case)	***1000	milliwatts

**Derate 5.3 mW/°C above 25°C ambient.
***Derate 13.3 mW/°C above 25°C case.

electrical characteristics of H74C*

*All specifications refer to the following bias configuration (Figure 1) over the full operating temperature (0°C to 70°C) and logic supply voltage range (4.5 to 5.5V_{DC}) unless otherwise noted.

SCR Leakage, Logic Gate $V_{OUT(1)}$, Both Directions	50	μA Max.
SCR Drop, Anode Positive, Logic Gate $V_{OUT(0)}$, I_{TM} = 250mA	1.3	V Max.
Coupled dv/dt to Trigger, V_{DC} to V_{AC} (25°)	500	V/μsec. Min.
Capacitance (Input to Output Voltage = O, f = 1 MHz)	2	pF Max.
Isolation Resistance (Input to Output Voltage = 500V_{DC})	100	Gigaohms Min.
Turn-On Time of SCR; $V_{OUT(0)}$, Input to Output (25°C)	200	μsec. Max.

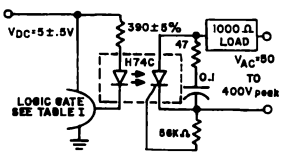


Figure 1. H74C BIAS CIRCUIT

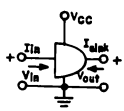


Figure 2.

absolute maximum ratings – total device

SCR Current	See Figure 4
Operating Temperature Range	0°C to 70°C
Operating Voltage Range, V_{DC}	4.5 to 5.5 V_{DC}
Operating Voltage Range, H74C1	50 to 200 V_{pk}
Operating Voltage Range, H74C2	50 to 400 V_{pk}
Storage Temperature Range	-55°C to 150°C
Lead Soldering Time (at 260°C)	10 sec. Max.
Surge Isolation Voltage (Input to Output)	1500 $V_{(peak)}$ 1060 V_{RMS}
Steady-State Isolation Voltage (Input to Output)	950 $V_{(peak)}$ 660 V_{RMS}

TABLE 1. Characteristics required of TTL gate which is to be interfaced with H74C.

PARAMETER	TEST CONDITIONS, FIGURE 2						LIMITS		
	V_{CC}		I_{IN}		I_{SINK}				
	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.	UNITS
$V_{OUT}(1)$	4.5V					-0.4mA	2.4		Volts
$V_{OUT}(0)$	4.5V				12.0mA			0.4	Volts

TYPICAL CHARACTERISTICS OF OUTPUT (SCR)

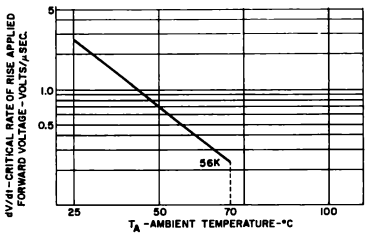


FIGURE 1. dv/dt VS. TEMPERATURE

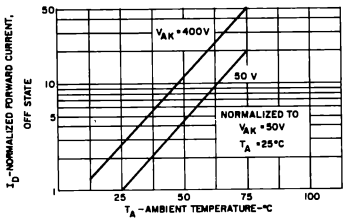


FIGURE 3. OFF-STATE FORWARD CURRENT VS. TEMPERATURE

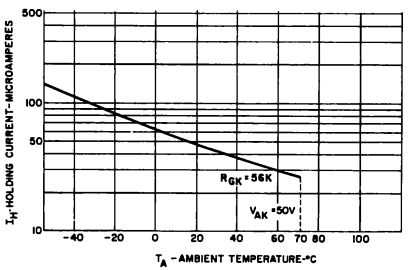


FIGURE 5. HOLDING CURRENT VS. TEMPERATURE

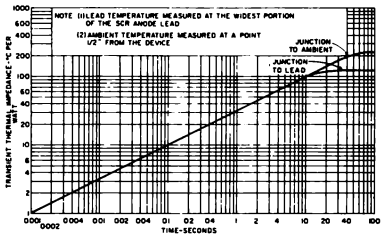


FIGURE 2. MAXIMUM TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE

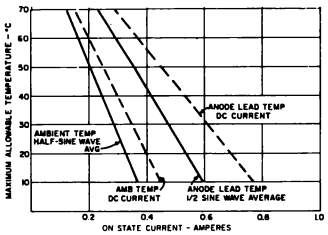


FIGURE 4. ON-STATE CURRENT VS. MAXIMUM ALLOWABLE TEMPERATURE

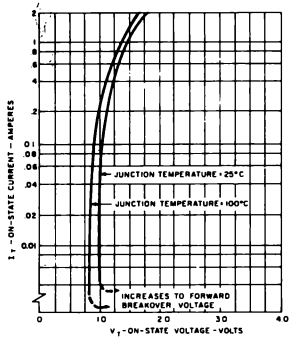
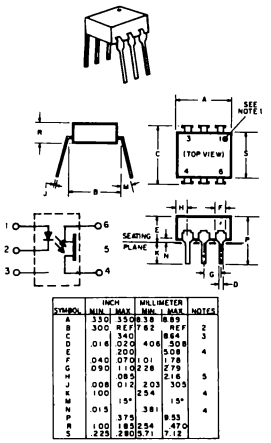


FIGURE 6. ON-STATE CHARACTERISTICS

H11F1, H11F2, H11F3

Photon Coupled Bilateral Analog FET

The General Electric H11F family consists of a gallium arsenide infrared emitting diode coupled to a symmetrical bilateral silicon photo detector. The detector is electrically isolated from the input and performs like an ideal isolated FET designed for distortion-free control of low level A.C. and D.C. analog signals.



SYMBOL	INCH MIN.	INCH MAX.	MILLIMETER MIN.	MILLIMETER MAX.	NOTES
A	.330	.350	8.38	8.89	
B	.300	REF	7.62	REF	2
C		.340		8.64	3
D	.016	.020	.406	.508	
E		.200		5.08	4
F	.040	.070	1.01	1.78	
G	.090	.110	2.28	2.79	
H		.085		2.16	5
J	.008	.012	2.03	.305	
K	.100		2.54		4
M		15°		15°	
N	.015		.381		4
P		.375		9.53	
R	.100	.185	2.54	4.70	
S	.225	.280	5.71	7.12	

FEATURES:

As a Remote Variable Resistor –
- ⩽ 100Ω to ⩾ 300MΩ
- ⩾ 99.9% Linearity
- ⩽ 15 pF Shunt Capacitance
- ⩾ 100GΩ I/O Isolation Resistance

As An Analog Signal Switch –
- Extremely Low Offset Voltage
- 60V pk-pk Signal Capability
- No Charge Injection or Latchup
- t_{on}, t_{off} ⩽ 15μsec.

NOTES:

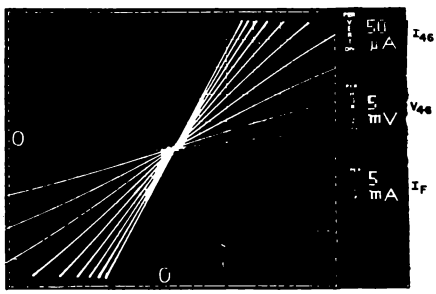
1. There shall be a permanent indication of terminal orientation in the quadrant adjacent to terminal 1.
2. Installed position lead centers.
3. Overall installed dimension.
4. These measurements are made from the seating plane.
5. Four places.
6. Pin 5 is substrate do not connect.

Absolute Maximum Ratings: (25°C Unless Otherwise Specified)

INFRARED EMITTING DIODE		
Power Dissipation	T_A = 25°C	*150 milliwatts
Forward Current (Continuous)		60 milliamps
Forward Current (Peak) (Pulse Width 100μsec 100 pps)		500 milliamps
Forward Current (Peak) (Pulse Width 1μsec 300 pps)		3 amps
Reverse Voltage		6 volts
*Derate 2.0 mW/°C above 25°C.		

PHOTO DETECTOR		
Power Dissipation	T_A = 25°C	**300 milliwatts
Breakdown Voltage		
H11F1 – H11F2		± 30 volts
H11F3		± 15 volts
Detector Current (Continuous)		±100 milliamps
**Derate 4.0 mW/°C above 25°C.		

TOTAL DEVICE		
Storage Temperature		-55 to +150°C
Operating Temperature		-55 to +100°C
Lead Soldering Time (at 260°C),		10 Seconds
Surge Isolation Voltage (Input to Output)		
H11F1–H11F2	2500 $V_{(peak)}$	1770 $V_{(RMS)}$
H11F3	1500 $V_{(peak)}$	1060 $V_{(RMS)}$
Steady-State Isolation Voltage (Input to Output)		
H11F1–H11F2	1500 $V_{(peak)}$	1060 $V_{(RMS)}$
H11F3	1000 $V_{(peak)}$	700 $V_{(RMS)}$



TYPICAL LOW LEVEL OUTPUT CHARACTERISTIC

Individual Electrical Characteristics: (25°C Unless Otherwise Specified)

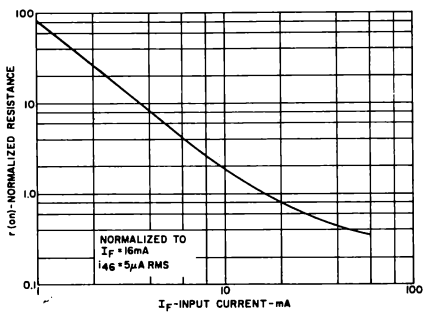
INFRARED EMITTING DIODE	TYP.	MAX.	UNITS
Forward Voltage (I_F = 16 mA)	1.1	1.75	volts
Reverse Current (V_R = 6V)	–	10	microamps
Capacitance (V = 0, f = 1 MHz)	50	–	picofarads

PHOTO-DETECTOR (Either Polarity)	MIN.	MAX.	UNITS
Breakdown Voltage–$V_{(BR)\,46}$ (I_{46} = 10μA; I_F = 0) – F1,2	30	–	volts
– F3	15	–	volts
Off-State Dark Current – I_{46}			
(V_{46}=15V; I_F=0; T_A = 25°C)	–	50	nanoamps
(V_{46}=15V; I_F=0; T_A=100°C)	–	50	microamps
Off-State Resistance – r_{46} (V_{46} = 15V; I_F = 0)	300	–	megohms
Capacitance – C_{46} (V_{46} = 0, I_F = 0, f = 1 MHz)	–	15	picofarads

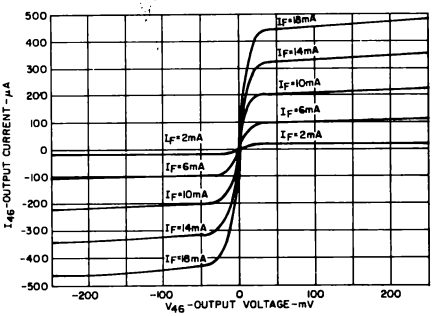
Coupled Electrical Characteristics: (25°C)

		MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
On-State Resistance – r_{46} (I_F = 16mA, I_{46} = 100μA)	H11F1	–	–	200	ohms
	H11F2	–	–	330	ohms
	H11F3	–	–	470	ohms
On-State Resistance – r_{46} (I_F = 16 mA, I_{64} = 100μA)	H11F1	–	–	200	ohms
	H11F2	–	–	330	ohms
	H11F3	–	–	470	ohms
Isolation Resistance (Input to Output) (V_{10} = 500V)		100	–	–	gigohms
Input to Output Capacitance (V_{10} = 0, f = 1 MHz)		–	–	2.5	picofarads
Turn-On Time – t_{on} (I_F = 16mA, R_L = 50Ω, V_{46} = 5V)		–	–	15	microseconds
Turn-Off Time – t_{off} (I_F = 16mA, R_L = 50Ω, V_{46} = 5V)		–	–	15	microseconds
Resistance, Non-Linearity and Asymmetry (I_F = 16mA, i_{46} = 25μA RMS, f = 1 KHz)		–	–	0.1	percent

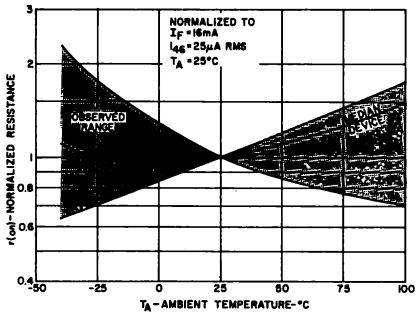
TYPICAL CHARACTERISTICS (25°C) – EITHER POLARITY



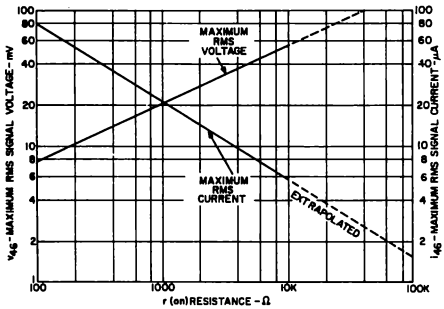
1. RESISTANCE VS. INPUT CURRENT



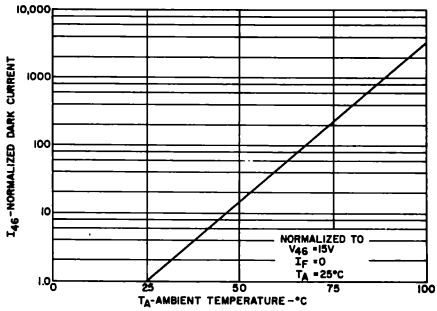
2. OUTPUT CHARACTERISTICS



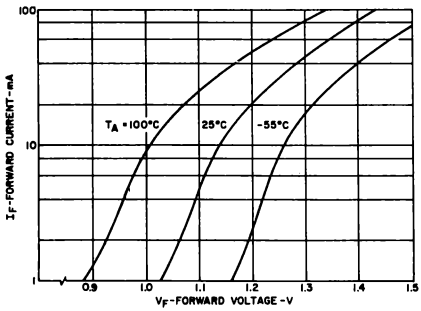
3. RESISTANCE VS. TEMPERATURE



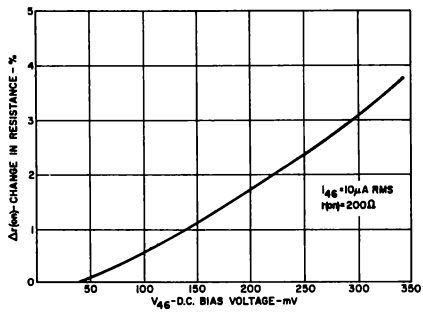
4. REGION OF LINEAR RESISTANCE



5. OFF-STATE CURRENT VS. TEMPERATURE



6. FORWARD VOLTAGE VS. FORWARD CURRENT

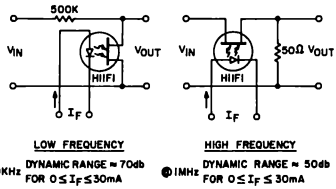


7. RESISTIVE NON-LINEARITY VS. D.C. BIAS

APPLICAZIONI TIPICHE

COME RESISTENZA VARIABILE

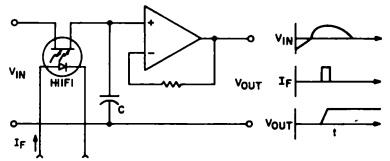
Attenuatori variabili isolati



Si ottiene l'attenuazione senza distorsione di segnali c.a. di basso livello variando la corrente nell'IRED I_F. Si noti l'ampio campo dinamico e l'assenza di condensatori di accoppiamento, di spostamenti dei livelli c.c. o di retroazioni parassite verso la funzione di controllo.

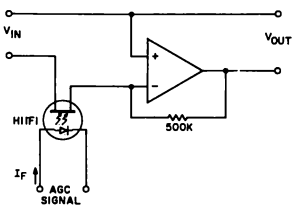
COME COMMUTATORE DI SEGNALI ANALOGICI

Circuito di campionamento e tenuta isolato



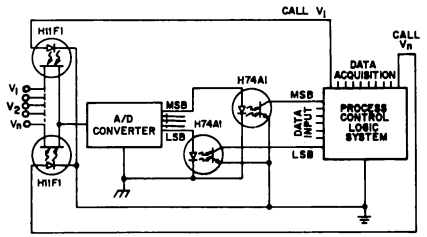
La precisione e la portata rispetto ai commutatori a FET convenzionali, è migliorata, perchè l'H11F non subisce iniezione di cariche da parte del segnale di controllo. L'H11F può anche commutare segnali d'ingresso di entrambe le polarità, con ampiezza fino a 30 V.

Controllo automatico del guadagno



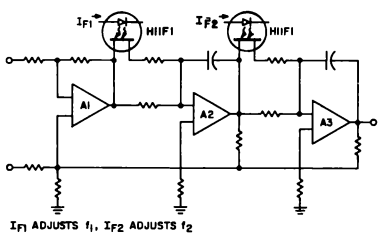
Questo semplice circuito garantisce più di 70 dB di controllo di guadagno stabile, per un campo del segnale CAG da 0 a 30 mA. Questo circuito base può essere anche usato per dare attenuazione ed attacco automatici alla musica elettronica, e con l'aggiunta di sei componenti può essere modificato per ottenere un amplificatore a compressione di elevate prestazioni.

Conversione A/D multiplata ed otticamente isolata



L'isolamento ottico, la linearità e la bassa tensione di offset dell'H11F permette la multiplazione a distanza di segnali analogici a basso livello, come quelli provenienti da trasduttori tipo termocoppie, componenti ad effetto Hall, estensimetri, eccetera, verso un solo convertitore A/D.

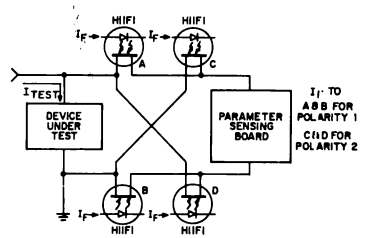
Sintonia fine e commutazione di banda per filtro attivo



I_{F1} ADJUSTS f_1, I_{F2} ADJUSTS f_2

La linearità della resistenza e la bassa tensione di offset dell'H11F permettono la sintonizzazione o la commutazione di banda a distanza dei filtri attivi senza che ci siano distorsione od impulsi spurii. Questo schema mostra il concetto, per cui le correnti negli IRED degli H11F controllano le caratteristiche di trasferimento dei filtri.

Apparecchiatura di prova — Polarità dei contatti di Kelvin



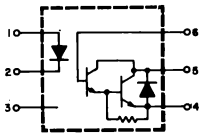
In molti progetti di equipaggiamenti di prova la funzione di autopolarità usa dei contatti Reed per commutare la polarità dei contatti di Kelvin. Questi Reed formano in genere una delle maggiori voci di spesa per manutenzione, a causa dell'incollaggio dei contatti e di problemi meccanici. L'H11F, completamente allo stato solido, elimina questi fastidi garantendo anche una commutazione più veloce.

Photon Coupled Isolator H11G3

55.131 3/79
Supersedes 55.131 1/79

Ga As Infrared Emitting Diode & NPN Silicon Darlington Connected Phototransistor

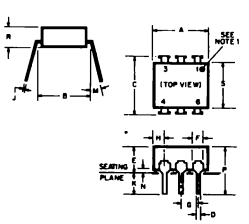
The General Electric H11G series consists of a gallium arsenide, infrared emitting diode coupled with a silicon, darlington connected, phototransistor which has an integral base-emitter resistor to optimize switching speeds and elevated temperature characteristics.



absolute maximum ratings: (25°C)

INFRARED EMITTING DIODE		
Power Dissipation	*100	milliwatts
Forward Current (Continuous)	60	milliamps
Forward Current (Peak)		
(Pulse width 300 μsec, 2% Duty Cycle)	0.5	amperes
(Pulse width 1 μsec, 300 Hz)	3	amperes
Reverse Voltage	6	volts

*Derate 1.33 mW/°C above 25°C ambient.



SYMBOL	INCH MIN.	INCH MAX.	MILLIMETER MIN.	MILLIMETER MAX.	NOTES
A	.330	.350	8.38	8.89	
B	.300	REF.	7.62	REF.	2
C		.340		8.64	3
D	.016	.020	4.06	5.08	
E		.200		5.08	4
F	.040	.070	1.01	1.78	
G	.090	.110	2.28	2.79	
H		.085		2.16	5
J	.008	.012	.203	.305	
K	.100		2.54		3
M		15°		15°	
N	.015		.381		3
P		.375		9.53	
R	.100	.185	2.57	4.70	
S	.225	.280	5.71	7.12	

NOTES
1. There shall be a permanent indication of terminal 1 orientation in the quadrant adjacent to terminal 1.
2. Installed position lead centers.
3. Overall installed dimension.
4. These measurements are made from the seating plane.
5. Four places.

DARLINGTON CONNECTED PHOTO-TRANSISTOR		
Power Dissipation	**150	milliwatts
V_{CEO}	55	volts
V_{CBO}	55	volts
V_{EBO}	7	volts
Collector Current (Continuous) – Forward	100	milliamps
Collector Current (Continuous) – Reverse	10	milliamps

**Derate 2.0 mW/°C above 25°C ambient.

TOTAL DEVICE
Storage Temperature -55°C to +150°C
Operating Temperature -55°C to +100°C
Lead Soldering Time (at 260°C) 10 seconds
Surge Isolation Voltage (Input to Output)
2125 $V_{(peak)}$ 1500 $V_{(RMS)}$
Steady-State Isolation Voltage (Input to Output)
1275 $V_{(peak)}$ 900 $V_{(RMS)}$

individual electrical characteristics:(25°C)

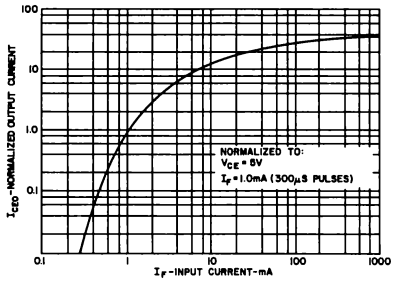
EMITTER	TYP.	MAX.	UNITS
Forward Voltage (I_F = 10 mA)	1.1	1.5	volts
Reverse Current (V_R = 3 V)	–	10	microamps
Capacitance (V = 0, f = 1 MHz)	50	–	picofarads

DETECTOR	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
Breakdown Voltage – $V_{(BR)CEO}$ (I_C = 1.0 mA, I_F = 0)	55	–	–	volts
Breakdown Voltage – $V_{(BR)CBO}$ (I_C = 100 μA, I_F = 0)	55	–	–	volts
Breakdown Voltage – $V_{(BR)EBO}$ (I_E = 100 μA, I_F = 0)	7	–	–	volts
Collector Dark Current – I_{CEO} (V_{CE} = 30 V, I_F = 0)	–	5	100	nanoamps
Capacitance (V_{CE} = 10 V, f = 1 MHz)	–	6	–	picofarads

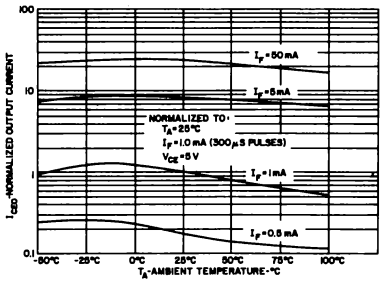
coupled electrical characteristics:(25°C)

	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
DC Current Transfer Ratio (I_F = 1 mA, V_{CE} = 5 V)	200	–	–	%
Saturation Voltage – Collector to Emitter (I_F = 20 mA, I_C = 50 mA)	–	0.85	1.2	volts
Isolation Resistance (Input to Output Voltage = 500 V_{DC})	100	–	–	gigaohms
Input to Output Capacitance (Input to Output Voltage = O,f = 1 MHz)	–	–	2	picofarads
Switching Speeds:				
On-Time – (V_{CE} = 5 V, R_L = 100Ω, I_F = 10 mA)	–	5	–	microseconds
Off-Time – (Pulse width < 300 μsec, f < 30 Hz)	–	100	–	microseconds

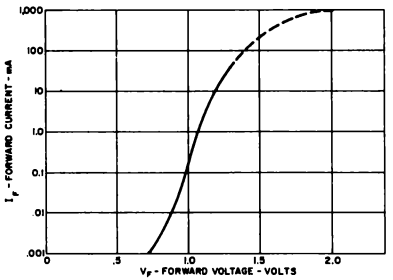
TYPICAL CHARACTERISTICS



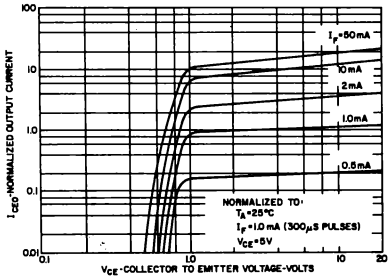
OUTPUT VS. INPUT CURRENT



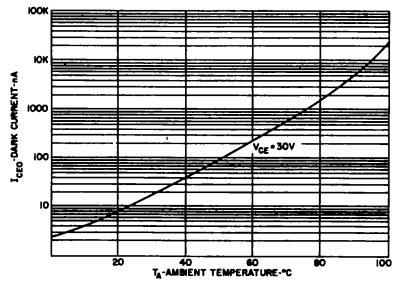
OUTPUT VS. TEMPERATURE



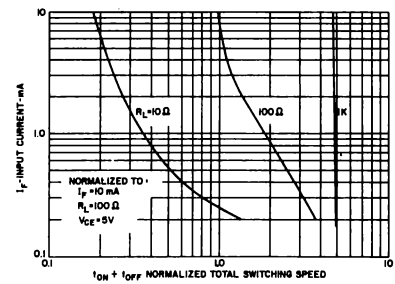
INPUT CHARACTERISTICS



OUTPUT CHARACTERISTICS



DARK CURRENT

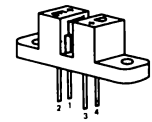


SWITCHING SPEED

SOLID STATE
OPTOELECTRONICS

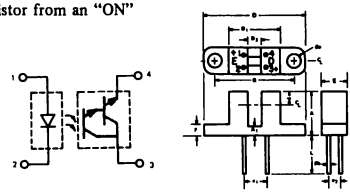
Photon Coupled Interrupter Module H13B1,H13B2

The General Electric H13B1 and H13B2 are gallium arsenide infrared emitting diodes coupled with a silicon photo-darlington in a plastic housing. The gap in the housing provides a means of interrupting the signal with tape, cards, shaft encoders, or other opaque material, switching the output transistor from an "ON" into an "OFF" state.



FEATURES:

- Low cost, plastic module
- Non-contact switching
- Solid state reliability
- I/O compatible with integrated circuits



SYMBOL	INCHES MIN.	INCHES MAX.	MILLIMETERS MIN.	MILLIMETERS MAX.	NOTES
A	.380	.400	9.91	10.16	
A_1	.075	.085	1.91	2.15	
ϕb	.016	.019	.407	.482	1
D	.954	.984	24.24	24.99	
D_1	.475	.485	12.07	12.57	
D_2	.120	.130	3.05	3.30	
e_1	.205	.225	5.21	5.96	
e_2	.080	.110	2.29	2.79	
E		.250		6.35	
F	.095	.105	2.42	2.66	
L	.380		7.62		1
ϕe	.120	.130	3.05	3.30	
Q	.745	.755	18.93	19.17	
T	.110 NOM.		2.79 NOM.		2

NOTES:
1. Four leads. Lead diameter controlled between .050" (1.27 MM) from the seating plane and the end of the leads.
2. The sensing area falls within a .060" (1.52 MM) square on this centerline.

absolute maximum ratings: (25°C) (unless otherwise specified)

Storage and Operating Temperature -55° to 85°C. Lead Soldering Time (at 260°C) 10 seconds.

INFRARED EMITTING DIODE		
Power Dissipation	*100	milliwatts
Forward Current (Continuous)	60	milliamps
Forward Current (peak, 100 μs, 1% duty cycle)	1	amp
Reverse Voltage	3	volts

*Derate 1.67mW/°C above 25°C ambient

PHOTO-DARLINGTON		
Power Dissipation	**150	milliwatts
Collector Current (Continuous)	100	milliamps
V_{CEO}	25	volts
V_{ECO}	7	volts

**Derate 2.5mW/°C above 25°C ambient

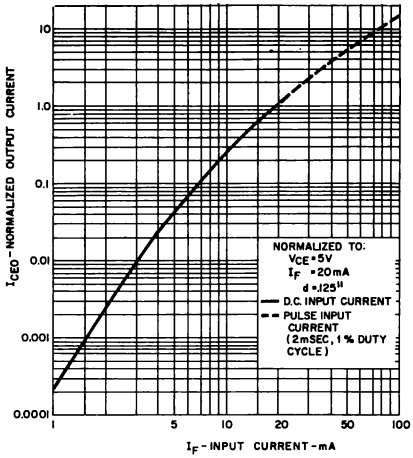
individual electrical characteristics (25°C)

INFRARED EMITTING DIODE	TYP.	MAX.	UNITS
Forward Voltage (I_F = 10 mA)	1.2	1.7	volts
Reverse Current (V_R = 2V)	–	10	μamps
Capacitance (V = O, f = 1MHz)	150	–	pf

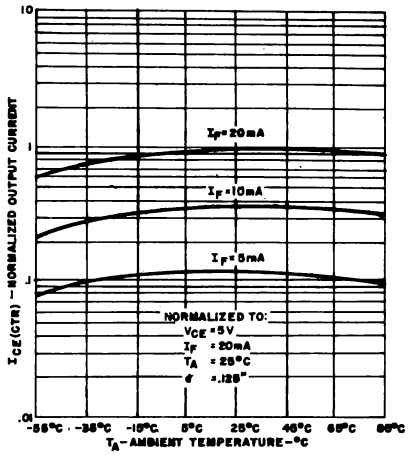
PHOTO-DARLINGTON	MIN.	MAX.	UNITS
Breakdown Voltage $V_{(BR)CEO}$ (I_C = 10 mA)	25	–	volts
Breakdown Voltage $V_{(BR)ECO}$ (I_E = 100μA)	7	–	volts
Collector Dark Current I_{CEO} (V_{CE} = 10V, I_F = O, H = O)	–	100	nA

coupled electrical characteristics (25°C)

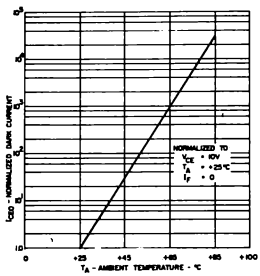
		MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
Output Current (I_F = 20 mA, V_{CE} = 5V)	H13B1	2500	–	–	μamps
	H13B2	1000	–	–	μamps
Saturation Voltage (I_F = 20 mA, I_C = 0.5 mA)		–	–	1.2	volts
Switching Speeds (V_{CE} = 10V, I_C = 2 mA, R_L = 100Ω)					
On Time ($t_d + t_r$)		–	150	–	μsecs
Off Time ($t_s + t_f$)		–	150	–	μsecs



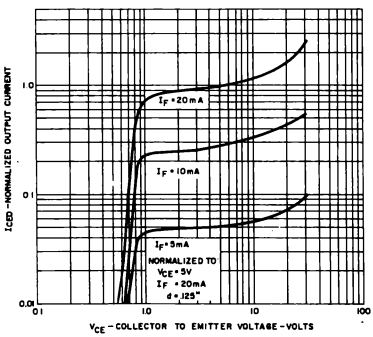
OUTPUT CURRENT VS INPUT CURRENT



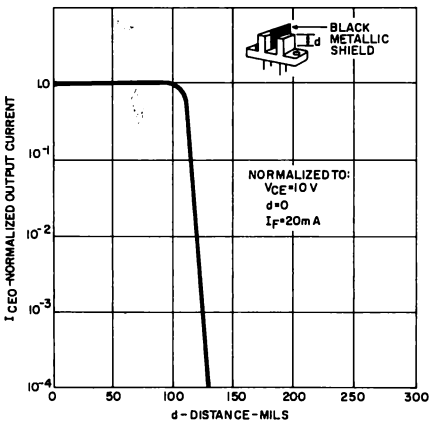
OUTPUT CURRENT VS TEMPERATURE



NORMALIZED DARK CURRENT VS TEMPERATURE



OUTPUT CHARACTERISTICS



OUTPUT CURRENT VS SHIELD DISTANCE

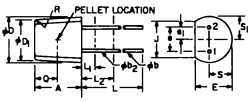
SOLID STATE
OPTOELECTRONICS

Matched Emitter – Detector Pair H17A1

The General Electric H17A1 is a matched emitter-detector pair which consists of a gallium arsenide, infrared emitting diode in a clear epoxy TO-92 type package and a silicon photo-transistor also in a clear epoxy TO-92 type package.

Each emitter and detector is marked with a color coded dot on the top of the unit (see package illustration). Emitter and detector must be paired as follows:

- Emitter – Detector
- BLACK matched to – BLUE
- ORANGE matched to – RED
- WHITE matched to – VIOLET



NOTES:
1. (TWO LEADS) ϕb_2 APPLIES BETWEEN L_1 AND L_2. ϕb APPLIES BETWEEN L_2 AND .5" (12.70MM) FROM SEATING PLANE. DIAMETER IS UNCONTROLLED IN L_1 AND BEYOND .5" (12.70MM) FROM SEATING PLANE.
2. THE CENTER LINE OF THE ACTIVE ELEMENT IS LOCATED WITHIN ±.020" (.51 MM) OF THE POSITION SHOWN.
3. AS MEASURED WITHIN .050" (1.27MM) OF THE SEATING PLANE.

SYMBOL	INCHES MIN.	INCHES MAX.	MILLIMETERS MIN.	MILLIMETERS MAX.	NOTES
A	.170	.210	4.31	5.34	
ϕb	.016	.021	.406	.534	1
ϕb_2	.016	.019	.406	.483	1
ϕD	.170	.200	4.31	5.08	
ϕD_1	.160	.190	4.06	4.83	
E	.125	.155	3.17	3.94	
e	.095	.105	2.41	2.67	3
e_1	.045	.055	1.14	1.40	3
J	1.35	.170	3.42	4.32	
L	.500		12.70		1
L_1		.050		1.27	1
L_2	.250		6.35		1
Q	.095	REF	2.29	REF.	2
R	.055		1.2		
S	.080	.105	2.03	2.67	
S_1	.090	REF	2.29	REF.	

FEATURES:

- Low Cost
- Side Looking
- I/O Compatible with Integrated Circuits

absolute maximum ratings: (25°C) (unless otherwise specified)

Storage and Operating Temperature -55°C to 85°C. Lead Soldering Time (at 260°C) 10 Seconds.

INFRARED EMITTING DIODE		
Power Dissipation	*100	milliwatts
Forward Current (Continuous)	60	milliamps
Forward Current (Peak) (100 μs, 1% Duty Cycle)	1	ampere
Reverse Voltage	3	volts

*Derate 1.3mW/°C above 25°C ambient.

PHOTO-TRANSISTOR		
Power Dissipation	**150	milliwatts
Collector Current (Continuous)	100	milliamps
V_{CEO}	30	volts
V_{ECO}	5	volts

**Derate 2.0mW/°C above 25°C ambient.

individual electrical characteristics (25°C)

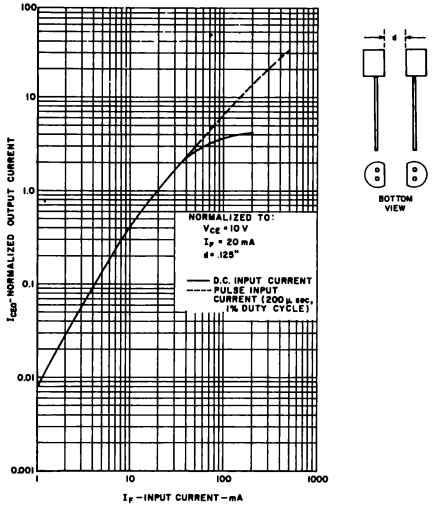
INFRARED EMITTING DIODE	TYP.	MAX.	UNITS
Forward Voltage (I_F = 10mA)	1.2	1.7	volts
Reverse Current (V_R = 2V)	–	10	μamps
Capacitance (V = O,f = 1MHz)	50	–	pf

PHOTO-TRANSISTOR	MIN.	MAX.	UNITS
Breakdown Voltage – $V_{(BR)CEO}$ (I_C = 1mA)	30	–	volts
Breakdown Voltage – $V_{(BR)ECO}$ (I_E = 100 μA)	5	–	volts
Collector Dark Current – I_{CEO} (V_{CE} = 10V, I_F = O,H ≈ O)	–	100	nA

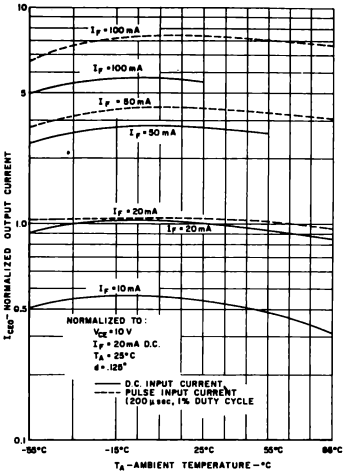
coupled electrical characteristics (25°C)

Note: Coupled electrical characteristics are measured at a separation distance of .125" with the faces of the emitter and detector parallel within 3°.

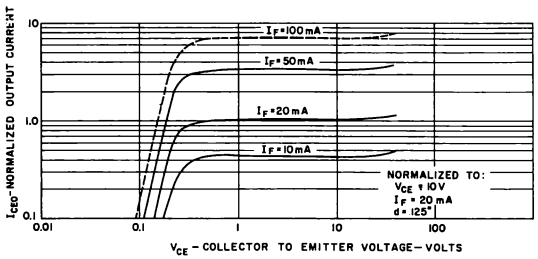
	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
Output Current (I_F = 20mA, V_{CE} = 10V)	50	–	–	μamps
Saturation Voltage (I_F = 20mA, I_C = 25μA)	–	0.2	0.4	volts
Switching Speeds: Turn-On Time ($t_d + t_r$) (V_{CE} = 10V, I_C = 2mA, R_L = 100Ω)	–	5	–	μsecs
Turn-Off Time ($t_s + t_f$) (V_{CE} = 10V, I_C = 2mA, R_L = 100Ω)	–	5	–	μsecs



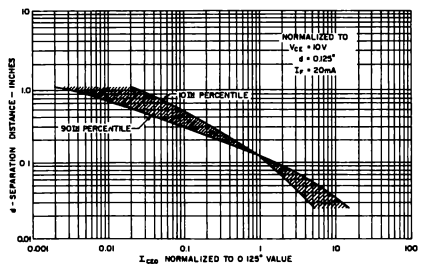
1. OUTPUT CURRENT VS. INPUT CURRENT



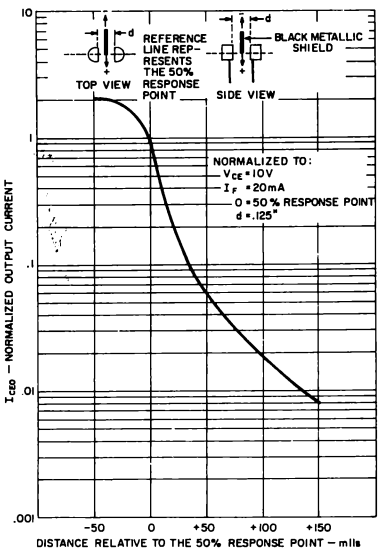
2. OUTPUT CURRENT VS. TEMPERATURE



3. OUTPUT CHARACTERISTICS



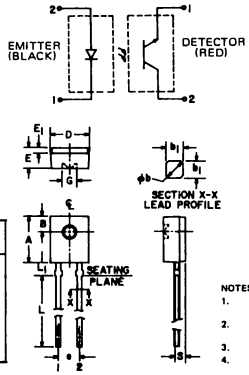
4. OUTPUT VS. DISTANCE DISTRIBUTION



5. OUTPUT CURRENT VS. SHIELD LOCATION

Matched Emitter-Detector Pair H23A1

The General Electric H23A1 is a matched emitter-detector pair which consists of a gallium arsenide, infrared emitting diode and a silicon phototransistor. The clear epoxy packaging system is designed to optimize the mechanical resolution, coupling efficiency, cost, and reliability. The devices are marked with a color dot for easy identification of the emitter and detector.



SYM	MILLIMETERS MIN	MILLIMETERS MAX	INCHES MIN	INCHES MAX	NOTES
A	5.59	5.80	.220	.228	
B	1.78	NOM.	.070	NOM.	2
ϕb	.60	.75	.024	.030	1
b_1	.51	NOM.	.020	NOM.	1
D	4.45	4.70	.175	.185	
E	2.41	2.67	.095	.105	
E_1	.58	.89	.023	.027	
e	2.41	2.67	.095	.105	3
G	1.98	NOM.	.078	NOM.	
L	12.7	–	.500	–	
L_1	1.40	1.85	.055	.066	
S	.83	.94	.033	.037	3

NOTES:
1. Two leads. Lead cross section dimensions uncontrolled within 1.27 MM (.050") of seating plane.
2. Centerline of active element located within .25 MM (.010") of true position.
3. As measured at the seating plane.
4. Inch dimensions derived from millimeters.

absolute maximum ratings: (25°C)

EMITTER-DETECTOR PAIR		
Storage Temperature	T_{STG}	-55°C to +100°C
Operating Temperature	T_J	-55°C to +100°C
Lead Soldering Temperature (5 seconds maximum)	T_L	260°C

INFRARED EMITTING DIODE			
Power Dissipation	P_E	*100	mW
Forward Current (Continuous)	I_F	60	mA
Forward Current (Peak) (Pulse Width ≤ 1μs PRR ≤ 300 pps)	I_F	3	A
Reverse Voltage	V_R	6	V

*Derate 1.33 mW/°C above 25°C ambient.

PHOTOTRANSISTOR			
Power Dissipation	P_D	**150	mW
Collector Current (Continuous)	I_C	100	mA
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	30	V
Emitter-Collector Voltage	V_{ECO}	6	V

**Derate 2.0 mW/°C above 25°C ambient.

individual electrical characteristics (25°C) (See Note 1)

EMITTER	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
Reverse Breakdown Voltage $V_{(BR)R}$ I_R = 10μA	6	–	–	V
Forward Voltage V_F I_F = 60 mA	–	–	1.7	V
Reverse Current I_R V_R = 5V	–	–	100	nA
Capacitance C_j V = O, f = 1 MHz	–	30	–	pF

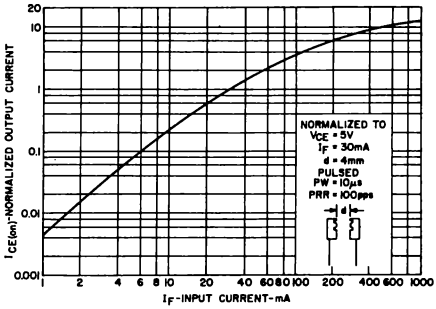
DETECTOR	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
Breakdown Voltage $V_{(BR)CEO}$ I_C = 1 mA	30	–	–	V
Breakdown Voltage $V_{(BR)ECO}$ I_E = 100μA	6	–	–	V
Collector Dark Current I_{CEO} V_{CE} = 25V	–	–	100	nA
Capacitance C_{ce} V_{CE} = 5V, f = 1 MHz	–	3.3	5	pF

coupled electrical characteristics (25°C) (See Note 1)

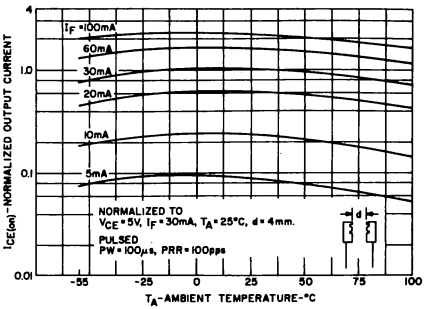
Note: Coupled electrical characteristics are measured at a separation distance of 4mm (.155 inches) with the lenses of the emitter and detector on a common axis within 0.1mm and parallel within 5°.

		MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
$I_{CE(on)}$	I_F = 30mA, V_{CE} = 5V	1.5	–	–	mA
$V_{CE(sat)}$	I_F = 30mA, I_C = 1.8mA	–	–	0.40	V
t_{on}	V_{CC} = 5V, I_F = 30mA, R_L = 2.5KΩ	–	8	–	μs
t_{off}	V_{CC} = 5V, I_F = 30mA, R_L = 2.5KΩ	–	50	–	μs

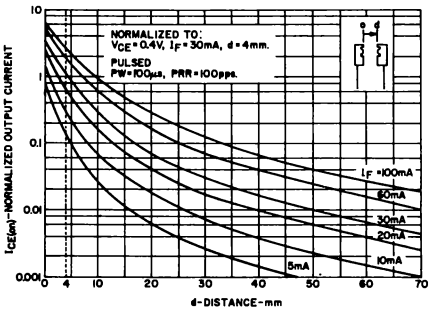
Note 1: Stray irradiation can alter values of characteristics. Adequate shielding should be provided.



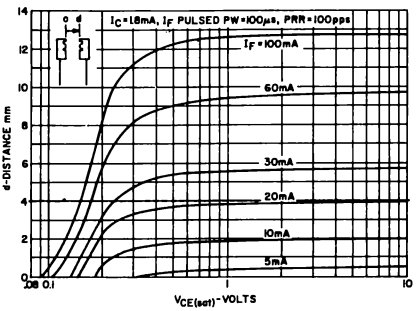
1. OUTPUT CURRENT VS. INPUT CURRENT



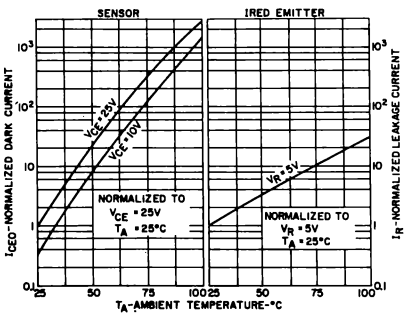
2. OUTPUT CURRENT VS. TEMPERATURE



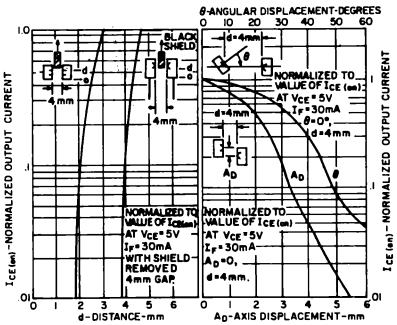
3. OUTPUT CURRENT VS. DISTANCE



4. $V_{CE(sat)}$ VS. DISTANCE



5. LEAKAGE CURRENTS VS. TEMPERATURE



6A. OUTPUT CURRENT VS. SHIELD DISTANCE

6B. OUTPUT CURRENT VS. DISPLACEMENT (ANGULAR & AXIS)

SOLID STATE
OPTOELECTRONICS

Infrared Emitter
CQX14-CQX15-CQX16-CQX17

Gallium Arsenide Infrared-Emitting Diode

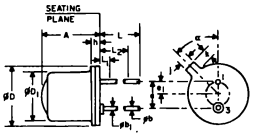
The General Electric CQX14-CQX15-CQX16-CQX17 Series are gallium arsenide, light emitting diodes which emit non-coherent, infrared energy with a peak wave length of 940 nanometers. They are ideally suited for use with silicon detectors.

absolute maximum ratings: (25°C unless otherwise specified)

Voltage:			
Reverse Voltage	V_R	3	volts
Currents:			
Forward Current Continuous	I_F	100	mA
Forward Current (pw 1 μs, 200 Hz)	I_F	10	A
Dissipations:			
Power Dissipation (T_A = 25°C)*	P_T	170	mW
Power Dissipation (T_C = 25°C)**	P_T	1.3	W
Temperatures:			
Junction Temperature	T_J	-65°C to +150°C	
Storage Temperature	T_{stg}	-65°C to +150°C	
Lead Soldering Time		10 seconds at 260°C	

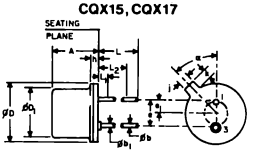
*Derate 1.36 mW/°C above 25°C ambient.
**Derate 10.4 mW/°C above 25°C case.

CQX14, CQX16



SYMBOL	INCHES MIN.	INCHES MAX.	MILLIMETERS MIN.	MILLIMETERS MAX.	NOTES
A		.255		6.47	
ϕb	.016	.021	.408	.534	1
ϕb1	.016	.019	.406	.483	1
ϕD	.209	.230	5.30	5.85	
ϕD1	.178	.195	4.52	4.96	
e	.100 NOM.		2.54 NOM.		3
e1	.050 NOM.		1.27 NOM.		3
h		.040		1.02	
j	.031	.044	.78	1.12	
k	.036	.046	.91	1.17	2
L	.500		12.7		1
L1		.050		1.27	1
L2	.250		6.35		1
α	45°		45°		4

CQX15, CQX17



SYMBOL	INCHES MIN.	INCHES MAX	MILLIMETERS MIN.	MILLIMETERS MAX	NOTES
A		.155		3.93	
ϕb	.016	.021	.406	.534	1
ϕb1	.016	.019	.406	.483	1
ϕD	.209	.230	5.30	5.85	
ϕD1	.178	.195	4.52	4.96	
e	.100 NOM.		2.54 NOM.		3
e1	.050 NOM.		1.27 NOM.		3
h		.040		1.02	
j	.031	.044	.78	1.12	
k	.036	.046	.91	1.17	2
L	.500		12.7		1
L1		.050		1.27	1
L2	.250		6.35		1
α	45°		45°		4

1. ϕb1 APPLIES BETWEEN L1 AND L2. ϕb APPLIES BETWEEN L2 AND .500" (12.70 MM) FROM REFERENCE PLANE. DIAMETER IS UNCONTROLED IN L1 AND BEYOND .500" (12.70 MM) FROM REFERENCE PLANE
2. MEASURED FROM MAXIMUM DIAMETER OF DEVICE.
3. LEADS HAVING MAXIMUM DIAMETER .019" (.483 MM) MEASURED IN GAGING PLANE .054" ± .001" - .000 (1.37 ± .025 - .000 MM) BELOW THE REFERENCE PLANE OF THE DEVICE SHALL BE WITHIN .007" (.178 MM) THEIR TRUE POSITION RELATIVE TO A MAXIMUM WIDTH TAB
4. FROM CENTERLINE TAB.

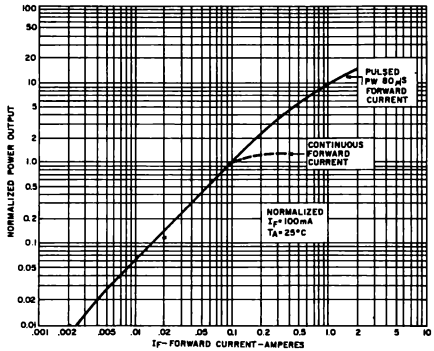
electrical characteristics: (25°C unless otherwise specified)

		MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
Reverse Leakage Current (V_R = 3V)	I_R			10	μA
Forward Voltage (I_F = 100mA)	V_F		1.4	1.7	V

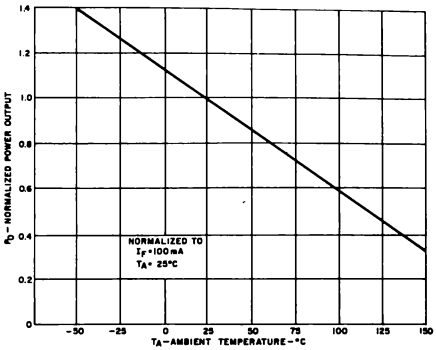
optical characteristics: (25°C unless otherwise specified)

Total Power Output (note 1) (I_F = 100mA)					
CQX14-CQX15	P_O	5.4			mW
CQX16-CQX17		1.5			mW
Peak Emission Wavelength (I_F = 100mA)			940		nm
Spectral Shift with Temperature			.28		nm/°C
Spectral Bandwidth 50%			60		nm
Rise Time 0-90% of Output			1.0		μs
Fall Time 100-10% of Output			1.0		μs

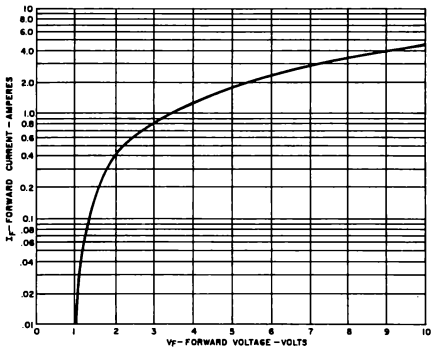
Note 1: Total power output, P_O, is the total power radiated by the device into a solid angle of 2 π steradians.



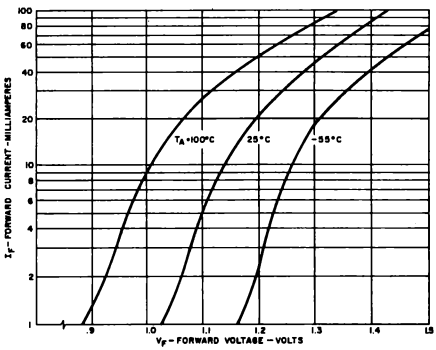
1. POWER OUTPUT VS. INPUT CURRENT



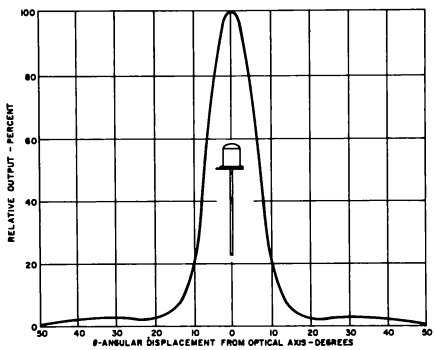
2. POWER OUTPUT VS. TEMPERATURE



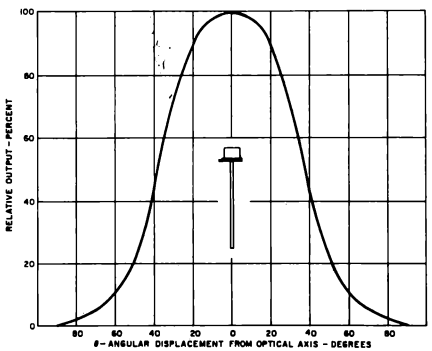
3. FORWARD VOLTAGE VS. FORWARD CURRENT



4. FORWARD VOLTAGE VS. FORWARD CURRENT



5. CQX14-CQX16
TYPICAL RADIATION PATTERN



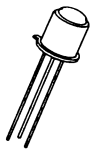
6. CQX15-CQX17
TYPICAL RADIATION PATTERN

SOLID STATE

OPTOELECTRONICS

Light Detector Planar Silicon Photo-Darlington Amplifier

NPN BPW38

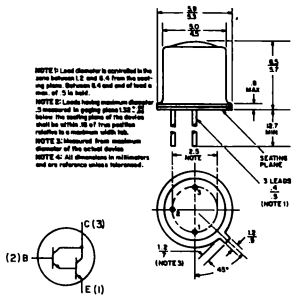


The General Electric BPW38 is a supersensitive NPN Planar Silicon Photo-darlington Amplifier. For many applications, only the collector and emitter leads are used; however, a base lead is provided to control sensitivity and the gain of the device. The BPW38 is a TO-18 Style hermetically sealed package with lens cap and is designed to be used in opto-electronic sensing applications requiring very high sensitivity.

absolute maximum ratings: (25°C unless otherwise specified)

VOLTAGES – DARK CHARACTERISTICS			
Collector to Emitter Voltage	V_{CEO}	25	volts
Collector to Base Voltage	V_{CBO}	25	volts
Emitter to Base Voltage	V_{EBO}	12	volts
CURRENTS			
Light Current	I_L	200	mA
DISSIPATIONS			
Power Dissipation (T_A = 25°C)*	P_T	300	mW
Power Dissipation (T_C = 25°C)**	P_T	600	mW
TEMPERATURES			
Junction Temperature	T_J	150	°C
Storage Temperature	T_{STG}	-65 to 150	°C

*Derate 2.4 mW/°C above 25°C ambient.
**Derate 4.8 mW/°C above 25°C case.

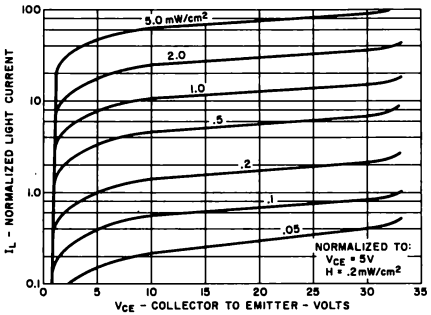


electrical characteristics: (25°C unless otherwise specified)

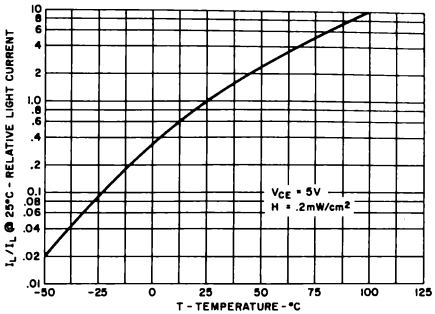
STATIC CHARACTERISTICS		MIN.	MAX.	
LIGHT CURRENT				
(V_{CE} = 5V, H† = 0.2 mW/cm^2)	I_L	3	–	mA
DARK CURRENT				
(V_{CE} = 12V, I_B = 0)	I_D	–	100	nA
EMITTER-BASE BREAKDOWN VOLTAGE				
(I_E = 100μA)	$V_{(BR)EBO}$	12	–	V
COLLECTOR-BASE BREAKDOWN VOLTAGE				
(I_C = 100μA)	$V_{(BR)CBO}$	25	–	V
COLLECTOR-EMITTER BREAKDOWN VOLTAGE				
(I_C = 10mA)	$V_{(BR)CEO}$	25	–	V
SWITCHING CHARACTERISTICS (see Switching Circuit)				
SWITCHING SPEEDS (V_{CC} = 10V, I_L = 10 mA, R_L = 100Ω)				
DELAY TIME	t_d	–	50	μsec
RISE TIME	t_r	–	300	μsec
STORAGE TIME	t_s	–	10	μsec
FALL TIME	t_f	–	250	μsec

†H = Radiation Flux Density. Radiation source is an unfiltered tungsten filament bulb at 2870°K color temperature.

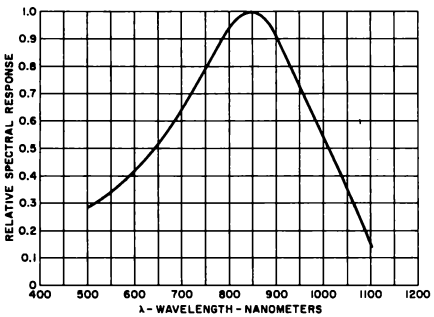
NOTE: The 2870°K radiation is 25% effective on the photodarlington; i.e., a GaAs source of 0.05 mW/cm^2 is equivalent to this 0.2 mW/cm^2 tungsten source.



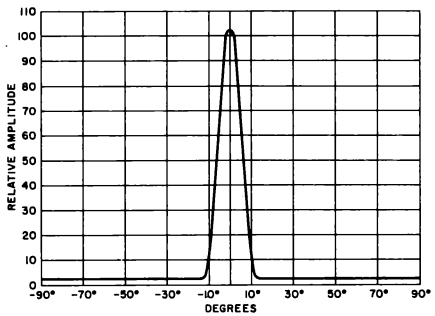
1. LIGHT CURRENT VS. COLLECTOR TO EMITTER VOLTAGE



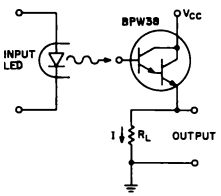
2. RELATIVE LIGHT CURRENT VS. AMBIENT TEMPERATURE



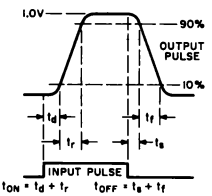
3. SPECTRAL RESPONSE CURVE



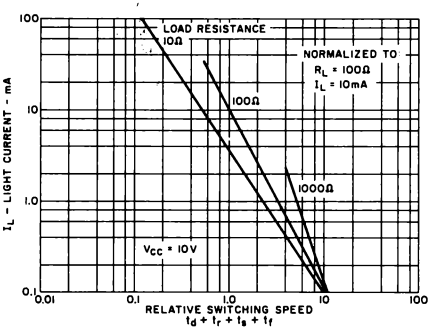
4. ANGULAR RESPONSE



5. TEST CIRCUIT



6. WAVE FORMS



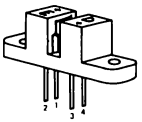
7. LIGHT CURRENT VS. RELATIVE SWITCHING SPEED

SOLID STATE

OPTOELECTRONICS

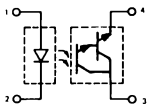
Photon Coupled Interrupter Module CNY29

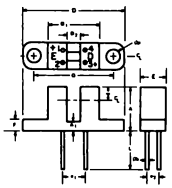
The General Electric CNY29 is gallium arsenide infrared emitting diode coupled with a silicon photo-darlington in a plastic housing. The gap in the housing provides a means of interrupting the signal with tape, cards, shaft encoders, or other opaque material, switching the output transistor from an "ON" into an "OFF" state.



FEATURES:

- Low cost, plastic module
- Non-contact switching
- Solid-state reliability
- I/O compatible with integrated circuits





SYMBOL	INCHES MIN.	INCHES MAX.	MILLIMETERS MIN.	MILLIMETERS MAX.	NOTES
A	.380	.400	9.61	10.16	
A_1	.075	.085	1.91	2.15	
ϕb	.018	.019	.457	.482	1
D	.864	.884	24.24	24.68	
D_1	.475	.495	12.07	12.57	
D_2	.120	.130	3.05	3.30	
t_1	.205	.225	5.21	5.66	
t_2	.090	.110	2.29	2.79	
E		.260		6.35	
F	.096	.105	2.43	2.66	
L	.380		7.62		1
ϕe	.120	.130	3.05	3.30	
Q	.740	.760	18.83	19.17	
T	110 NOM.		2.79 NOM.		2

NOTES:
1. Four leads. Lead diameter controlled between .020" (1.27 MM) from the seating plane and the end of the leads.
2. The sensing area falls within a .080" (1.52 MM) square on the centerline.

absolute maximum ratings: (25°C) (unless otherwise specified)

Storage and Operating Temperature -55° to 85°C. Lead Soldering Time (at 260°C) 10 seconds.

INFRARED EMITTING DIODE		
Power Dissipation	*100	milliwatts
Forward Current (Continuous)	60	milliamps
Forward Current (peak, 100 μs, 1% duty cycle)	1	amp
Reverse Voltage	3	volts
*Derate 1.67mW/°C above 25°C ambient		

PHOTO-DARLINGTON		
Power Dissipation	**150	milliwatts
Collector Current (Continuous)	100	milliamps
V_{CEO}	25	volts
V_{ECO}	7	volts
**Derate 2.5mW/°C above 25°C ambient		

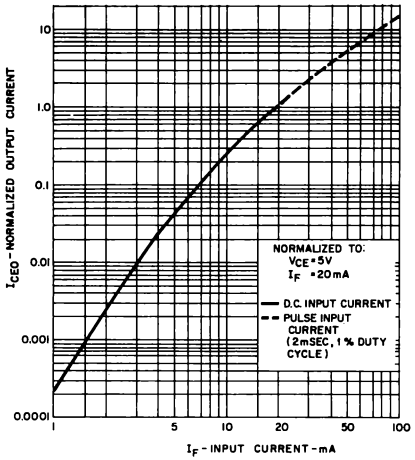
individual electrical characteristics (25°C)

INFRARED EMITTING DIODE	TYP.	MAX.	UNITS
Forward Voltage (I_F = 10 mA)	1.2	1.7	volts
Reverse Current (V_R = 2V)	–	10	μamps
Capacitance (V = O, f = 1 MHz)	150	–	pf

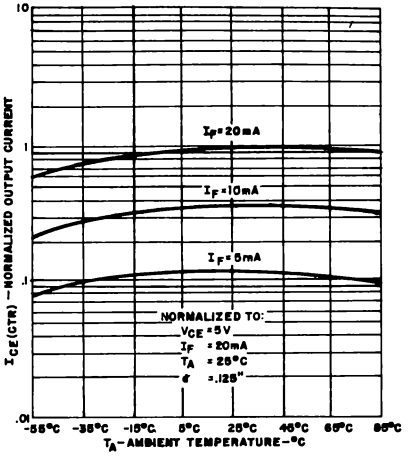
PHOTO-DARLINGTON	MIN.	MAX.	UNITS
Breakdown Voltage $V_{(BR)CEO}$ (I_C = 10 mA)	25	–	volts
Breakdown Voltage $V_{(BR)ECO}$ (I_E = 100μa)	7	–	volts
Collector Dark Current I_{CEO} (V_{CE}= 10V, I_F=O, H=O)	–	100	nA

coupled electrical characteristics (25°C)

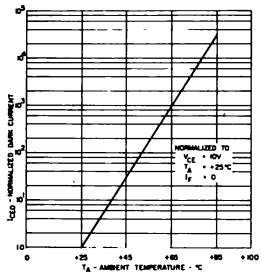
	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
Output Current (I_F = 20mA, V_{CE} = 5V)	2500	–	–	μamps
Saturation Voltage (I_F = 20mA, I_C = 0.5 mA)	–	–	1.2	volts
Switching Speeds (V_{CE} = 10V, I_C = 2 mA, R_L = 100Ω)				
On Time (t_d + t_r)	–	150	–	μsecs
Off Time (t_s + t_f)	–	150	–	μsecs



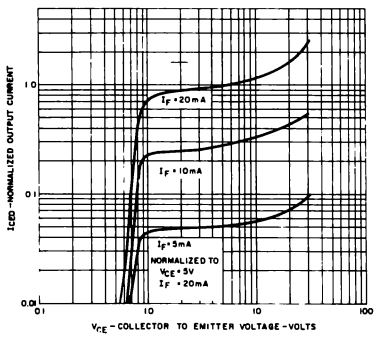
OUTPUT CURRENT VS INPUT CURRENT



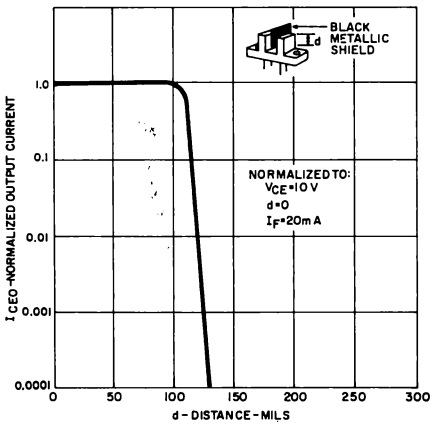
OUTPUT CURRENT VS TEMPERATURE



NORMALIZED DARK CURRENT VS TEMPERATURE



OUTPUT CHARACTERISTICS



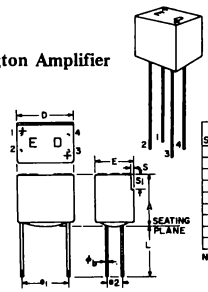
OUTPUT CURRENT VS SHIELD DISTANCE

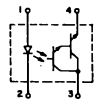
SOLID STATE
OPTOELECTRONICS

Photon Coupled Isolator CNY31

Ga As Infrared Emitting Diode & NPN Silicon Photo-Darlington Amplifier

The General Electric CNY31 is a gallium arsenide, infrared emitting diode coupled with silicon photo-darlington amplifier in a low cost plastic package with lead spacing, compatible to dual in-line package.





SYMBOL	INCHES MIN.	INCHES MAX.	MILLIMETERS MIN.	MILLIMETERS MAX.	NOTES
A		.350		8.89	
ϕb	.016	.019	.407	.482	1
D		.375		9.52	
ϕ1	.285	.315	7.24	8.00	
ϕ2	.090	.110	2.29	2.79	
E		.250		6.35	
L	.300		7.62		1
S	.010	.020	.26	.50	
S1	.085	.105	2.16	2.66	

NOTES:
1. FOUR LEADS. LEAD DIAMETER CONTROLLED BETWEEN .050" (1.27MM) FROM THE SEATING PLANE AND THE END OF THE LEADS.

absolute maximum ratings: (25°C)

INFRARED EMITTING DIODE		
Power Dissipation	*100	milliwatts
Forward Current (Continuous)	60	milliamps
Forward Current (Peak) (Pulse width 1 μsec 300 pps)	3	ampere
Reverse Voltage	3	volts

*Derate 1.67 mW/°C above 25°C ambient.

PHOTO-DARLINGTON		
Power Dissipation	**150	milliwatts
V_{CEO}	30	volts
V_{ECO}	7	volts
Collector Current (Continuous)	100	milliamps

**Derate 2.5 mW/°C above 25°C ambient.

TOTAL DEVICE
Storage Temperature -55 to 85°C
Operating Temperature -55 to 85°C
Lead Soldering Time (at 260°C) 10 seconds
Surge Isolation Voltage (Input to Output). $5650V_{(peak)}$ $4000V_{(RMS)}$
Steady-State Isolation Voltage (Input to Output). $3500V_{(peak)}$ $2500V_{(RMS)}$

individual electrical characteristics (25°C)

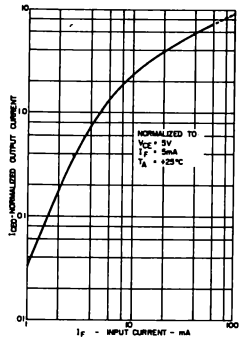
INFRARED EMITTING DIODE	TYP.	MAX.	UNITS
Forward Voltage (I_F = 10mA)	1.1	1.7	volts
Reverse Current (V_R = 3V)	–	10	microamps
Capacitance (V = O,f = 1 MHz)	50	–	picofarads

PHOTO-DARLINGTON	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
Breakdown Voltage – $V_{(BR)CEO}$ (I_C = 10mA, I_F = O)	30	–	–	volts
Breakdown Voltage – $V_{(BR)ECO}$ (I_E = 100μA, I_F = O)	7	–	–	volts
Collector Dark Current – I_{CEO} (V_{CE} = 10V, I_F = O)	–	5	100	nanoamps
Capacitance (V_{CE} = 10V, f = 1 MHz)	–	6	–	picofarads

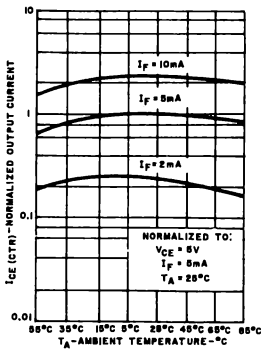
coupled electrical characteristics (25°C)

	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
DC Current Transfer Ratio (I_F = 5 mA, V_{CE} = 5V)	400	–	–	%
Saturation Voltage – Collector to Emitter (I_F = 5 mA, I_C = 2 mA)	–	0.8	1.4	volts
Isolation Resistance (Input to Output Voltage = $500V_{DC}$)	100	–	–	gigaohms
Input to Output Capacitance (Input to Output Voltage = O,f = 1 MHz)	–	–	2	picofarads
Switching Speeds: Turn-On Time – (V_{CE} = 10V, I_C = 10mA, R_L = 100Ω)	–	125	–	microseconds
Turn-Off Time – (V_{CE} = 10V, I_C = 10mA, R_L = 100Ω)	–	100	–	microseconds

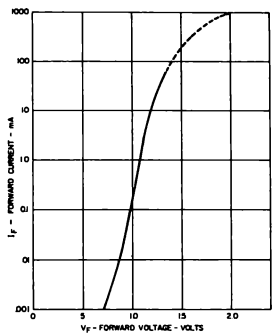
TYPICAL CHARACTERISTICS



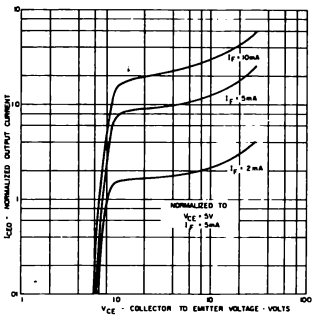
OUTPUT CURRENT VS INPUT CURRENT



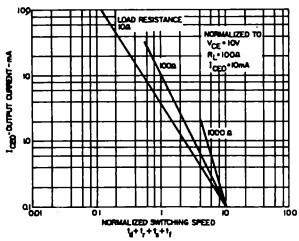
OUTPUT CURRENT VS TEMPERATURE



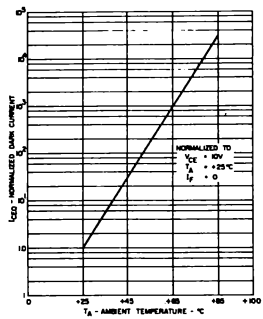
INPUT CHARACTERISTICS



OUTPUT CHARACTERISTICS



SWITCHING SPEED VS OUTPUT CURRENT

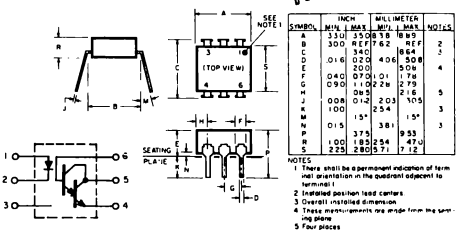


NORMALIZED DARK CURRENT VS TEMPERATURE

Photon Coupled Isolator CNY48

Ga As Infrared Emitting Diode & NPN Silicon Photo-Darlington Amplifier

The General Electric CNY48 consists of a gallium arsenide, infrared emitting diode coupled with a silicon photo-darlington amplifier in a dual in-line package.



SYMBOL	INCH MIN.	INCH MAX.	MILLIMETER MIN.	MILLIMETER MAX.	NOTES
A	.330	.350	8.38	8.85	
B	.300	REF	7.62	REF	2
C		.340		8.64	3
D	.016	.020	4.06	5.08	
E		.200		5.08	4
F	.040	.070	1.01	1.78	
G	.090	.110	2.28	2.79	
H		.085		2.16	5
J	.008	.012	.203	.305	
K	.100		2.54		3
M		15°		15°	
N	.015		.381		3
P		.375		9.53	
R	.100	.185	2.54	4.70	
S	.225	.280	5.71	7.12	

NOTES
1 There shall be a permanent indication of terminal orientation in the quadrant adjacent to terminal 1
2 Installed position lead centers
3 Overall installed dimension
4 These measurements are made from the seating plane
5 Four places

absolute maximum ratings: (25°C)

INFRARED EMITTING DIODE		
Power Dissipation	*100	milliwatts
Forward Current (Continuous)	60	milliamps
Forward Current (Peak) (Pulse width 1 μs 300 pps)	3	ampere
Reverse Voltage	3	volts

*Derate 1.33mW/°C above 25°C ambient.

PHOTO-DARLINGTON		
Power Dissipation	**150	milliwatts
V_{CEO}	30	volts
V_{CBO}	30	volts
V_{EBO}	6	volts
Collector Current (Continuous)	100	milliamps

**Derate 2.0mW/°C above 25°C ambient.

TOTAL DEVICE
Storage Temperature -65 to 150°C
Operating Temperature -55 to 100°C
Lead Soldering Time (at 260°C) 10 seconds
Surge Isolation Voltage (Input to Output).
$2120_{(peak)}$ $1500V_{(RMS)}$
Steady-State Isolation Voltage (Input to Output).
$1270V_{(peak)}$ $900V_{(RMS)}$

individual electrical characteristics (25°C)

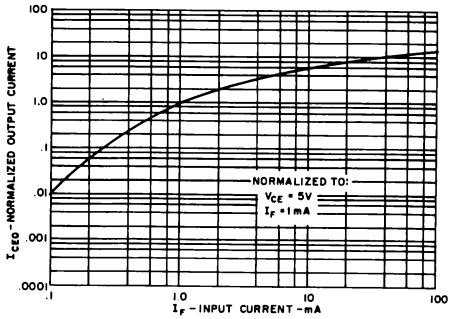
INFRARED EMITTING DIODE	TYP.	MAX.	UNITS
Forward Voltage (I_F = 10mA)	1.1	1.3	volts
Reverse Current (V_R = 3V)	–	10	microamps
Capacitance (V = O,f = 1 MHz)	50	–	picofarads

PHOTO-DARLINGTON	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
Breakdown Voltage–$V_{(BR)CEO}$ (I_C = 10mA, I_F = O)	30	–	–	volts
Breakdown Voltage – $V_{(BR)CBO}$ (I_C = 100μA, I_F = O)	30	–	–	volts
Breakdown Voltage – $V_{(BR)EBO}$ (I_F = 100μA, I_F = O)	6	–	–	volts
Collector Dark Current – I_{CEO} (V_{CE} = 10V, I_F = O)	–	5	100	nanoamps
Capacitance (V_{CE} = 10V,f = 1 MHz)	–	6	–	picofarads

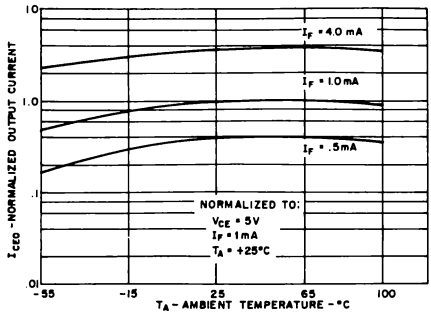
coupled electrical characteristics (25°C)

		MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
DC Current Transfer Ratio (I_F = 10mA, V_{CE} = 1V)		600	–	–	%
Saturation Voltage–Collector to Emitter (I_F = 1mA I_C = 2mA)		–	–	.8	volts
(I_F = 5mA I_C = 10mA)		–	–	.8	volts
(I_F = 10mA, I_C = 60mA)		–	–	1.0	volts
Isolation Resistance (V_{IO} = 500V_{DC})		100	–	–	gigaohms
Input to Output Capacitance (V_{IO} = O,f = 1MHz)		–	–	2	picofarads
Switching Speeds: (V_{CE} = 10V, I_C = 10mA, R_L = 100Ω)	On-Time	–	125	–	microseconds
	Off-Time	–	100		microseconds

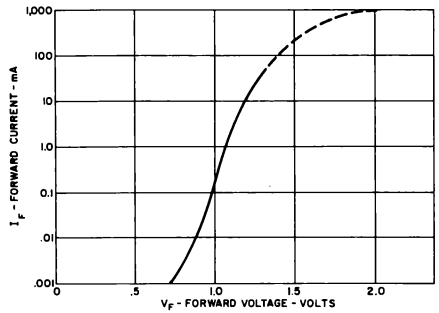
TYPICAL CHARACTERISTICS



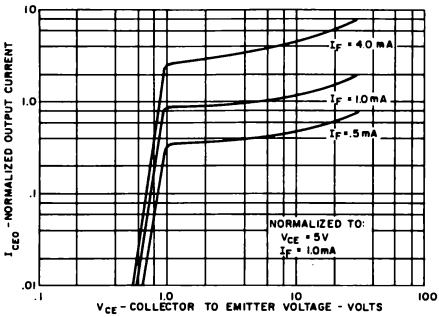
OUTPUT CURRENT VS INPUT CURRENT



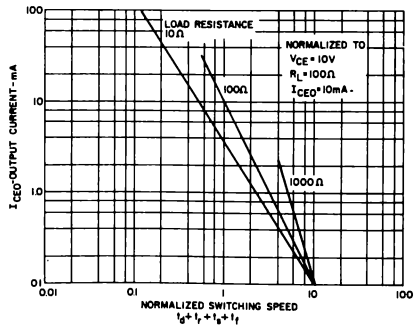
OUTPUT CURRENT VS TEMPERATURE



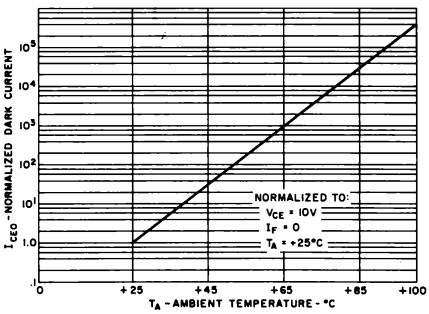
INPUT CHARACTERISTICS



OUTPUT CHARACTERISTICS



SWITCHING SPEED VS OUTPUT CURRENT



NORMALIZED DARK CURRENT VS TEMPERATURE

Questo manuale di optoelettronica, con i suoi numerosi fogli-dati, guide di scelta e tabelle comparative, fornisce ai progettisti elettronici un valido supporto per ciò che concerne il funzionamento, i sistemi di interfaccia e i particolari applicativi dei componenti optoelettronici, permettendo di realizzare con successo schemi pratici, economici e affidabili.
Dopo una parte teorica nella quale si enunciano i principi fisici dell'optoelettronica, il manuale si addentra in una parte applicativa nella quale vengono trattati i dispositivi fondamentali e il loro funzionamento, passando con gradualità al progetto dei circuiti e dei sistemi.
Un'ampia e interessante trattazione è dedicata alla affidabilità dei componenti optoelettronici.
Oltre all'indice e all'ordinamento logico del materiale, il manuale propone un indice completo delle informazioni applicative e un glossario di termini specializzati, allo scopo di agevolare il ritrovamento istantaneo di qualsiasi informazione occorrente.

L. 15.000 Cod. 613 P ISBN 88-7056-025-2

MANUALE DI OPTOELETTRONICA

W.H. Sahm